THÈSES

PRÉSENTÉES

A LA FACULTÉ DES SCIENCES DE L'UNIVERSITÉ DE PARIS

POUR OBTENIR

LE TITRE DE DOCTEUR-INGÉNIEUR

PAR

Guy DETOURNE

PREMIÈRE THÈSE

Stabilisation des spectres fournis par un spectromètre à rayons Gamma
Application à la réalisation d'un stabilisateur

DEUXIÈME THÈSE

Propositions données par la Faculté

Soutenues le 9 Juin 1967 devant la Commission d'Examen

MM.	UEBERSFELD	Président
	PERRIN	Examinateurs
	DUQUESNE	
	POTTIER	

THÈSES

PRÉSENTÉES

A LA FACULTÉ DES SCIENCES DE L'UNIVERSITÉ DE PARIS

POUR OBTENIR

LE TITRE DE DOCTEUR-INGÉNIEUR

PAR

Guy DETOURNE

PREMIÈRE THÈSE

Stabilisation des spectres fournis par un spectromètre à rayons Gamma
Application à la réalisation d'un stabilisateur

DEUXIÈME THÈSE

Propositions données par la Faculté

Soutenues le 9 Juin 1967 devant la Commission d'Examen

MM.	UEBERSFELD	Président
	PERRIN	Examinateurs
	DUQUESNE	
	POTTIER	

UNIVERSITE DE PARIS

FACULTE DES SCIENCES DE PARIS

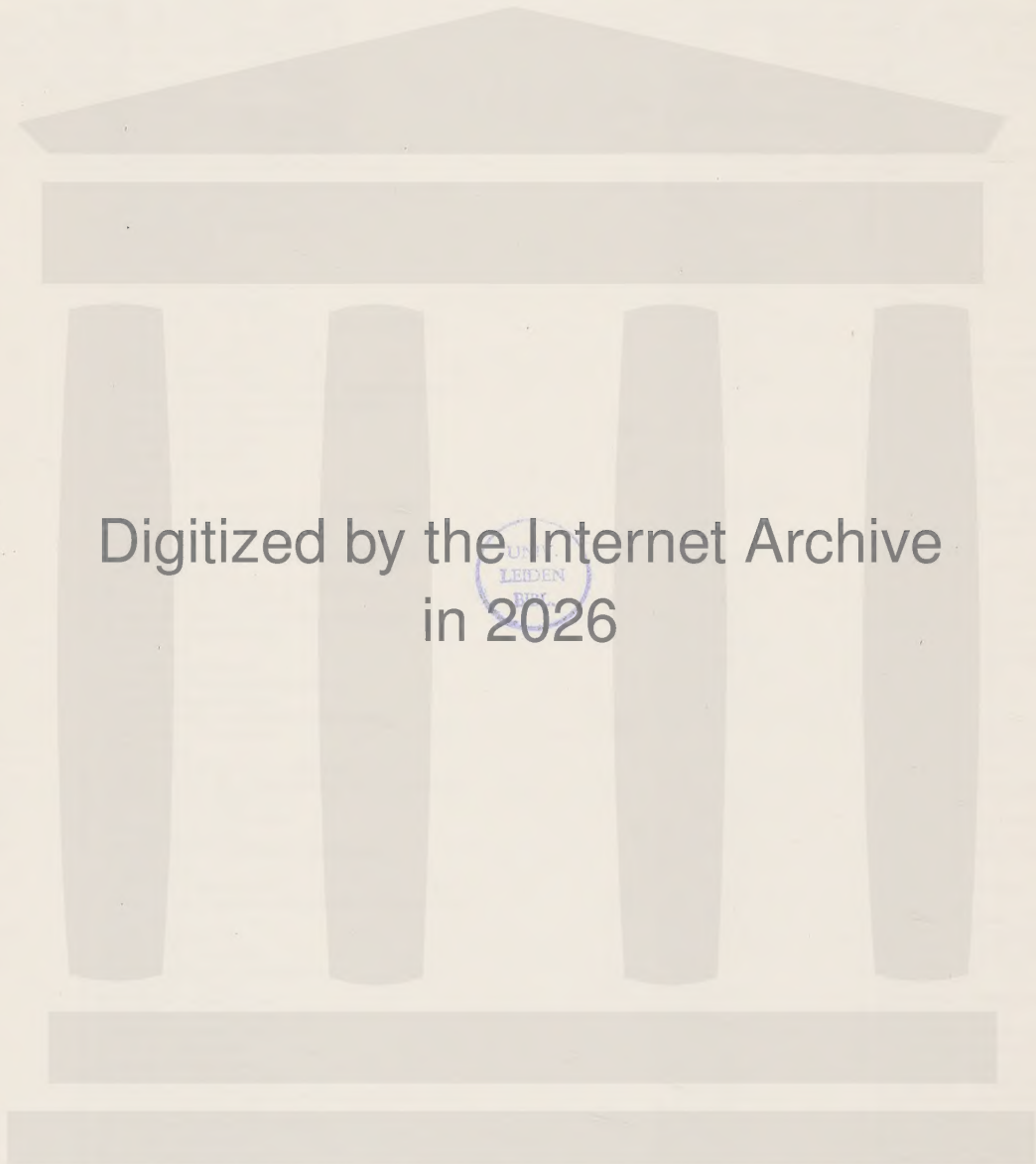
Professeurs

JANVIER 1967 — Le Doyen ..... M. ZAMANSKY

MM.	GRASSE	T Evolution des êtres organisés
	PREVOST	T Chimie organique
	WYART	T Minéralogie & cristallographie
	TEISSIER	T Zoologie
	AUGER	T Physique quantique & relativité
	MONNIER	T Physiologie générale
	PIVETEAU	T Paléontologie
	ROCARD	T Physique E.N.S.
	CARTAN	T Mathématiques E.N.S.
	LAFFITTE	T Chimie générale
	N. L.....	T Géométrie supérieure
	COULOMB	T Physique du globe
	CHRETIEN	T Chimie minérale
	BOCQUET	T Zoologie
	KASTLER	T Physique E.N.S.
	EPHRUSSI	T Génétique
	GAUTHERET	T Biologie végétale CPEM
	LUCAS R.	Recherches physiques
	THOMAS A.	T Biologie
	MORAND	T Physique enseignement
	SOLEILLET	T Physique CPEM
	FORTIER	T Mécanique expérimentale des fluides
	DRACH	T Biologie maritime
	QUENEY	T Météorolie & dynamique de l'atmosphère
	GALLIEN	T Embryologie
Mlle	CAUCHOIS	T Chimie Physique
MM.	THELLIER	T Physique du Globe
	PONCIN	T Mécanique générale
	DUBREIL	T Arithmétique & Théorie des nombres
	GAGNIARD	T Géophysique appliquée
	CHAMPETIER	T Chimie macromoléculaire
	CUVILLIER	T Micropaléontologie
	TRILLAT	Microscopie & diffraction électronique
	WIEMANN	T Chimie organique & structurale
	VASSY	T Physique de l'atmosphère
	DESTOUCHES	T Théorie physique
	AMIEL	T Chimie générale
	J.P. MATHIEU	T Physique optique
	COUTEAUX	T Cytologie
	CHOQUET	T Théorie des fonctions & topologie
	FELDMANN	T Biologie végétale marine
	JOST	T Physiologie comparée
	FORTET	T Calcul des probabilités & physique mathématiques
	SCHWARTZ	T Calcul différentiel & intégral
	CHOUARD	T Physiologie végétale
	MALAVARD	T Aviation (technique aéronautique)
	BRELOT	T Analyse supérieure
	EICHHORN	T Botanique
	BENARD	T Chimie appliquée
	DUGUE	T Statistique mathématique
	SOULAIRAC	T Psychophysiologie
	ULRICH	T Physiologie végétale appliquée
	KIRRMANN	T Théories chimiques
	CHADEFAUD	T Botanique
Mlle	LE BRETON	T Physiologie de la nutrition
MM.	LELONG	T Application de l'analyse à la géométrie
	DEVILLERS	T Anatomie comparée
	EHRESMANN	T Topologie algébrique
	FRANCON	T Physique SPCN
	GLANGEAUD	T Géographie physique, géologie dynamique
	GODEMENT	T Mathématiques MGP
	PISOT	T Technique mathématique de la physique
	ROCH	T Géologie
	SCHATZMANN	T Astrophysique
	TERMIER	T Géologie générale
	ZAMANSKY	T Mathématiques générales
	LENNUIER	T Physique M.G.P.
	ROUTHIER	T Géologie appliquée
Mme	TONNELAT	T Physique théorique
MM.	DIXMIER	T Mathématiques M.G.P.
	SOUCHAY	T Chimie générale
	AIGRAIN	T Electrotechnique
	BRUSSET	T Chimie systématique
	LEVY	T Physique théorique des hautes énergies
Mme	CHAIX	T Chimie biologique
	HUREL PY	T Biologie végétale CPEM
MM.	PANNETIER	T Chimie générale I
	NORMANT	T Synthèse organique
	YVON	T Théories physiques
	COTTE	T Physique électricité
	DUBOIS J.E.	T Chimie organique physique
	LAMOTTE	T Zoologie E.N.S.
	OLMER	T Energétique générale
	GAUTHIER	T Mécanique appliquée
	BARCHEWITZ	T Chimie physique
	BROSSEL	T Physique atomique
	BUSER	T Physiologie comparée
	CAMUS	T Physiologie végétale
	CURIEN	T Minéralogie & cristallographie
	POSSOMPES	T Zoologie
	PULLMANN	T Chimie quantique
	TEILLAC	T Physique nucléaire & radioactivité
	VILLE	T Econométrie
	FREYMANN	T Recherches physiques
MM.	ROLLET	T Chimie minérale
Mlle	JOSIEN	T Chimie SPCN
MM.	CHEVALLEY	T Géométrie algébrique & théorie des groupes
	GERMAIN	T Mécanique Théo. des fluides
	LUCAS G.	T Géologie
	ALLARD	T Chimie physique
	BERTHELOT	T Physique des particules fondamentales
	BRICARD	T Météorologie
Mme	ALBE-FESSARD	T Psycho-physiologie
MM.	JULIA	T Etude des molécules naturelles complexes
	MAGAT	T Physico-chimie des rayonnements
	MONOD	T Chimie du métabolisme
	BRUN	T Mécanique des fluides I
Mme	DUBREIL	T Mathématiques (Agrégation)
	LELONG	T Mathématiques II E.N.S.
MM.	BELLAIR	T Géologie S.P.C.N.
	BOUISSIERES	T Radiochimie
Mme	COUTURE	T Thermidynamique & mécanique
MM.	FRANC	T Biologie animale CPEM
	SCHNELL	T Botanique tropicale
	STOLKOWSKI	T Physiologie générale
	ACHER	T Chimie biologique
	BAUDOIN	T Biologie animale CPEM
	BEAUMONT	Biologie animale SPCN
	BLAMONT	Géophysique ionosphère
	BOUREAU	T Botanique
	CURIE D.	Physique MGP
	DURAND DELGA	T Géologie
	HELLER	T Physiologie végétale
	TORTRAT	T Calcul des probabilités
	CAILLEUX	T Géologie SPCN
	MAGNAN	T Physique électricité
	DAUDEL	T Mécanique ondulatoire
Mme	CHOQUET BRUHAT	T Mécanique analytique mécanique céleste
Mlle	VEIL	T Physiologie générale
MM.	LWOFF	T Microbiologie
	SIESTRUNCK	T Mécan. Phys. & expérimentale
	CABANNES	T Mécanique théorique
	CAIRE	T Géographie physique & géologie dynamique
	COMOLET	T Mécanique des fluides
	DELLOUE	T Physique de l'exosphère
	HOUILLON	T Biologie animale
	OLIVIER	T Anthropologie
	SAMUEL	T Mathématiques (ENS Jeunes filles)
	DE POSSEL	T Analyse numérique
	CHARLOT	T Chimie analytique
	CHATELET	T Chimie CPEM
	MATTLER	T Physique SPCN
	AUBOUIN	T Géologie
Mme	BENOIT-GUEUTAL	T Physique nucléaire & radioactivité
MM.	BOUGIS	Biologie végétale marine Villefranche s/mer
	RIGAUDY	T Chimie SPCN
	COLLONGUES	T Chimie appliquée
	DUBERT	Biochimie
	NOZIERES	T Physique fondamentale
	CADIOT	Chimie organique
	IVANOFF	T Océanographie physique
	FRANCOIS	Zoologie
	TALBOT	Génie chimique
Mme	NOUGAREDE	Botanique
MM.	BRUHAT	T Mathématiques MPC
	FOURNET	Electricité générale
	DEHEUVELS	T Mathématiques propédeutique
	FURON	T Géologie SPCN
Mme	GANS	T Génétique
MM.	GENEVES	Biologie végétale CPEM
	HUPE	T Pétrographie
	HOLLANDE	T Biologie générale
	LIONS	T Analyse numérique
	MAITTE	T Chimie organique
	NICOLAS	Géologie appliquée
	PANIGEL	Biologie générale
	RAVIER	T Pétrographie
	MOREL F.	T Physiologie comparée
	ROSEAU	T Mécanique théorique des fluides
	ROUBINE	T Electronique E.S.E.
	SILBER	T Chimie CPEM
	UEBERSFELD	T Electronique
	THIRY	T Mécanique céleste
	ABELES	T Physique SPCN
	AMAT	T Thermodynamique
	BALKANSKI	Physique M.P.C. 1
	LE CORRE	T Electricité
	NATAF	T Physique nucléaire & radioactivité
	ECHALIER	Biologie animale CPEM
	BARRAUD	T Physique CPEM
	DARS	Géologie structurale & appliquée
	CAMEFORT	Botanique (agrégation)
	VICHNIEWSKY	Mécanique industrielle
	SIGWALT	Chimie SPCN
	BLAQUIERE	Automatique
	BARUCH	Physique propédeutique
	ARNOUS	T Physique théorique

MM.	SLONINSKI	Génétique
	MALLIAVIN	T Mathématiques propédeutiques
	GAUDEMAR	Chimie propédeutique
	BROUSSE	T Mécanique théorique
	ROSCH	T Astronomie
	GUY	T Physique expérimentale
	LAZARD	T Mathématiques MPC
	MOREL P.	Physique MPC
	ARSAC	Programmation
	LEFEBVRE	T Chimie MPC
	BOK	Physique fondamentale
	CHAPEVILLE	Biochimie
	BENOIT	Physique CPEM
	RIO	Chimie CPEM
	JAUZEIN	Géologie ENS
	PREVOST G.	Biologie cellulaire
	FAVARD P.	Biologie animale CPEM
Mme	CHARNIAUX-COTTON	Evolution des êtres organisés
Mlle	FICINI	Chimie CPEM
MM.	LEQUEUX	Astronomie
	COHEN TANNOUDJI	Physique atomique
	HERBE	T Mathématiques
Mme	PECKER-WIMEL	T Astrophysique
MM.	TAVERNIER	Physique PC
	DURAND Michel	Biologie animale SPCN
	PASCAUD	Physiologie
Mme	PETIT	Biologie animale CPEM
MM.	GAGNAC	Electricité
	FALK-VAIRANT	Physique nucléaire
	KRASMER	T Mathématiques
MM.	BENZECRI	T Statistiques
	VINH MAU	Physique M.G.P.
	DUQUESNES	Physique CPEM
	SCHUTZENBERGER	T Programmation
	TREMILLON	Chimie MPC
	FAYARD	Chimie MPC
	BUVET	Chimie CPEM
	AUTHIER	Minéralogie et cristallographie
	BONNEFILLE	Electrotechnique
Mme	PUISEUX DAO	Biologie végétale
MM.	BERGER	T Géométrie supérieure
Mlle	LIBERMANN	T Mathématiques
MM.	DEDONDER	T Biologie cellulaire
	DUFOUR	T Electronique I.U.T.
	SCHAAL	Chimie CPEM
	BAUCHOT	Anatomie comparée
	LANCE	BV CPEM
	GIRAUD	Botanique E.N.S.
	HULIN	Physique P C
	VIGIER	Génétique
	GUERN	Biologie végétale
	SLODZIAN	Physique CPEM
	LACOMBE	Logique mathématique
	TAVLITZKI	Biologie cellulaire
	ARVIEU	Physique CPEM
	TAXI	B.A. CPEM
	COLLENOT	B.A. CPEM
	BASSELIER	Chimie propédeutique
	BADOUAL	Electronique I.U.T.

Secrétaire général ..... R. POULLAIN


Digitized by the Internet Archive
in 2026

https://archive.org/details/IA41544317_0031

Cette thèse a été effectuée au Service d'Instrumentation Nucléaire du Département d'Electronique Générale.

Je prie Monsieur le Professeur J. TEILLAC et Monsieur N. PERRIN Maître de Recherches au C.N.R.S. de recevoir l'expression de ma respectueuse gratitude pour avoir bien voulu patronner ce travail.

J'exprime ma plus vive reconnaissance à Monsieur J. POTTIER, Chef du Service d'Instrumentation Nucléaire, et à Monsieur Y. AMRAM, son adjoint, pour l'aide constante qu'ils m'ont apportée.

Je remercie toutes les personnes qui ont collaboré à ce travail, et plus particulièrement : MM. BOULANGER, LEGRAND, MOUGEL, MONNIER, NEGROU, PORTE.

INTRODUCTION

L'analyse d'échantillons radioactifs par spectrométrie constitue actuellement l'activité essentielle de nombreux laboratoires. Au cours de la dernière décennie, les équipements correspondants ont suivi une évolution constante; évolution technologique d'une part (amélioration des performances des détecteurs et remplacement des lampes par des transistors), évolution des caractéristiques d'autre part (augmentation de la résolution, ou pouvoir séparateur de deux énergies de particules très proches).

Les analyses des échantillons radioactifs, dans un même laboratoire, sont parfois nombreuses et compliquées, et on prévoit l'automatisation des analyseurs avec l'usage d'un calculateur. Mais cette évolution demande des travaux préliminaires, concernant l'appareillage et l'étude des spectres radioactifs.

Ces spectres, qui présentent des formes complexes, se réduiraient à des raies, dans le cas de la spectrométrie gamma par exemple, si on pouvait accéder directement aux énergies des particules émises par une source radioactive. En fait, l'usage d'un détecteur fait correspondre un grand nombre d'énergies secondaires à une énergie primaire donnée. Les spectres se composent alors de raies larges (ou pics), superposées à un fond continu.

Les imperfections des appareils utilisés (appelés chaînes d'analyse) n'entraînent pas seulement une perte de finesse des raies à cause du bruit, mais ne donnent pas des spectres superposables pour deux analyses identiques effectuées à des instants différents. Ce manque de fidélité de l'appareillage rend l'automatisation délicate, surtout dans le cas où un calculateur conserve en bibliothèque des spectres étalons auxquels il doit comparer le spectres à étudier.

Ce phénomène dû à des dérives des caractéristiques de la chaîne d'analyse peut disparaître en partie si on place l'appareillage dans une enceinte à température constante. On sait, en effet, que les variations de la température ambiante en sont la cause principale, en particulier dans le cas d'un détecteur à scintillations. Mais des analyses automatiques nécessitent une stabilité à 10^{-3} près au moins des caractéristiques, alors qu'un degré centésimal de variation de température des détecteurs (scintillateur + photomultiplicateur) entraîne un changement de gain de 10^{-2}.

Il existe un moyen sûr d'obtenir la stabilité désirée des abscisses des pics des spectres; il faut utiliser un «stabilisateur de spectres» qui est un système asservi électronique, détectant un signal dit «écart» causé par les dérives et réagissant en conséquence sur la chaîne d'analyse pour annuler cet écart. Les premières publications relatives à ce problème sont dues à DE WAARD (V - 11) et remontent à 1955; plusieurs études et diverses réalisations en ont découlé. Mais on obtient rarement une stabilisation telle que les détails des spectres soient maintenus à des abscisses rigoureusement constantes (à ± 0,05 canal près par exemple); ceci provient soit des dérives de l'asservissement lui-même, quand il se compose de circuits analogiques, soit de la présence d'organes électromécaniques lents présentant des jeux; soit enfin du genre de contre réaction choisi quand il se compose de circuits numériques.

L'étude présente, qui a pour but la réalisation d'un stabilisateur original, repose sur le cas de la spectrométrie gamma, sans que cet exemple en limite le champ d'applications. A la suite d'un bref

aperçu sur les chaînes d'analyse et les stabilisateurs existant, une étude théorique montre que le stabilisateur numérique à action directe possède les performances les meilleures; des expériences préliminaires confirment ce résultat. Viennent ensuite la réalisation du dispositif que nous appelons SPECTROSTAB et quelques exemples d'utilisation confirmant les qualités attendues de notre appareil.

CHAPITRE II

LA SPECTROMETRIE GAMMA

Avant d'aborder la stabilisation de spectres proprement dite, il faut préciser le vocabulaire spécialisé qui s'y rattache. Ce préambule ne prétend donc pas expliquer ce qu'est une chaîne d'analyse mais résumer les problèmes rencontrés dans un analyseur multicanal en insistant sur les questions de stabilité. Pour cela, nous avons pris comme illustration l'exemple bien connu de la spectrométrie gamma.

II - 1 LA CHAINE D'ANALYSE

II - 1 - 1 Description. (I, 1)

Une chaîne d'analyse se compose d'un détecteur suivi d'un analyseur d'amplitudes multicanal, parfois séparés par des distances de plusieurs mètres.

A. L'ensemble détecteur à scintillations (I, 4)

Il transforme les photons gamma en impulsions électriques de l'ordre de 1 volt d'amplitude grâce à :

- un cristal scintillateur, en NaI (+ Tl) généralement
- un photomultiplicateur
- une alimentation haute tension d'environ 1000 volts pouvant débiter jusqu'à 1,5 mA
- un préamplificateur de gain voisin de 1 et sortie à très basse impédance (montage WHITE par exemple) afin d'attaquer un câble coaxial. Il fait souvent corps avec le photomultiplicateur (comme dans la sonde S23 INTER-TECHNIQUE).

B. L'ensemble détecteur à semi conducteur (III, 2)

Un cristal semi conducteur, en général une jonction en germanium diffusée au lithium, joue le rôle de chambre d'ionisation et délivre une quantité de charges proportionnelle à l'énergie libérée par le photon gamma traversant le cristal. La résolution ainsi obtenue est meilleure que celle des détecteurs à scintillations et on place le semi conducteur dans une enceinte refroidie avec de l'azote liquide.

A la suite de ce cristal, convenablement polarisé, un «préamplificateur de charges» délivre un signal proportionnel à la somme des charges collectées. Il possède une impédance d'entrée fortement capacitive et une impédance de sortie très faible afin d'attaquer un câble coaxial.

Les spectres du Co^{60} tracés dans les deux cas : détecteur à scintillation (fig. II - 1 - a) et détecteur à jonction (fig. II - 1 - b) montrent clairement le gain en résolution obtenu dans ce second cas.

C. L'analyseur d'amplitudes multicanal

Son rôle consiste à faire correspondre un nombre à chaque impulsion délivrée par l'ensemble détecteur; chaque nombre correspond à une zone ΔV d'amplitude d'impulsion, et caractérise un «canal».

Cet analyseur se compose des éléments suivants :

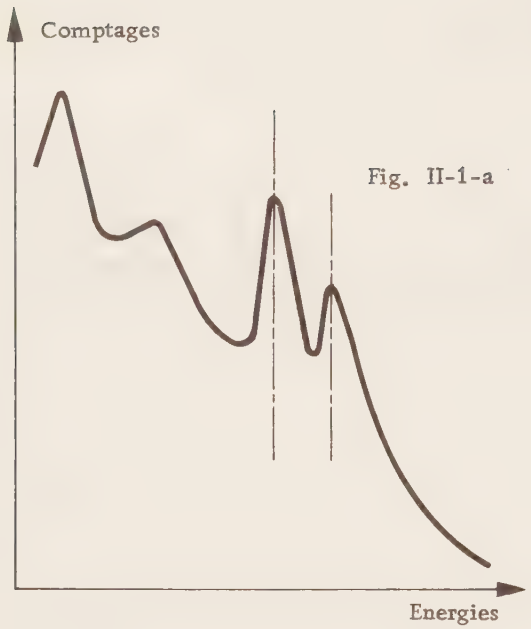


Fig. II-1-a

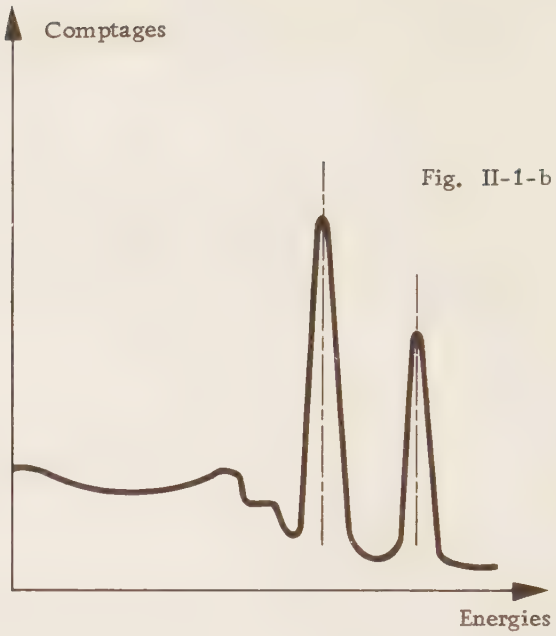
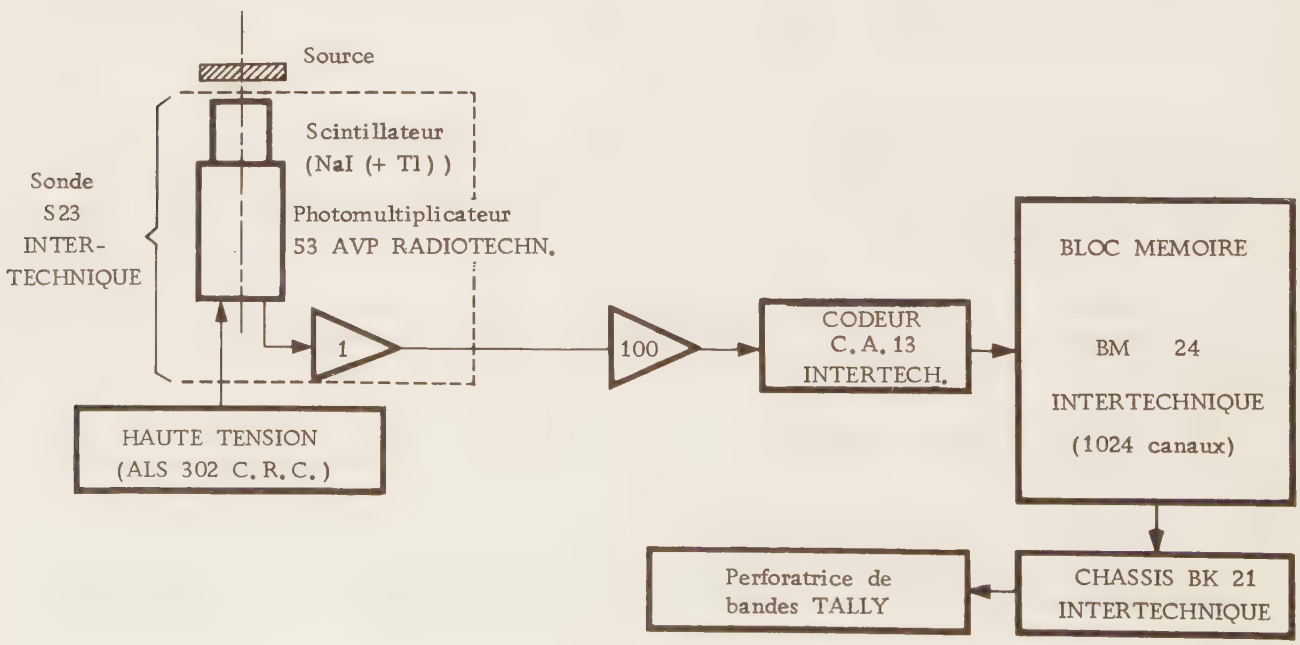


Fig. II-1-b

- un amplificateur avec circuits de mise en forme,
- un codeur d'amplitudes effectuant la transformation analogique-numérique,
- une mémoire avec visualisation oscilloscopique, appelée fréquemment «bloc mémoire»,
- des organes annexes permettant d'imprimer le contenu de cette mémoire.

Un exemple de chaîne d'analyse française est donné fig. II-2 ci-dessous. Nous utiliserons cet appareillage pour réaliser quelques-unes de nos expériences.



La chaîne d'analyse
Fig. II-2

II - 1 - 2 Caractéristiques

Une fois fixées les dimensions du cristal scintillateur, on peut appeler caractéristiques de la chaîne d'analyse tout ce qui détermine les détails des formes des spectres: On peut citer :

a) La résolution

Elle définit l'élargissement des raies dû au bruit.

Les raies des spectres sont des pics de forme gaussienne. Nous prendrons pour définition de la résolution le rapport de leur largeur à mi-hauteur à leur abscisse; on atteint environ 5 %, avec un détecteur à scintillation (II).

b) Le gain

1 - La partie amplification de tension d'une chaîne d'analyse présente un gain qui ne dépasse pas 100, et dont la stabilité en fonction de la température peut atteindre 10^{-4} par degré centésimal.

2 - Pour un détecteur à scintillation, le photomultiplicateur a un coefficient de multiplication très important directement lié à la haute tension d'alimentation.

3 - Pour un détecteur à semi conducteur le problème n'est pas le même; on peut atteindre d'excellentes stabilités des gains des préamplificateurs de charge. Voici un ordre de grandeur des caractéristiques de ces derniers

- Pour le gain 50 mV par Mev
- Pour la stabilité : identique à celle des autres amplificateurs.

c) L'origine de l'échelle des énergies

L'origine de l'échelle des énergies, qui devrait se trouver au canal 0, ne reste pas fixe et peut se déplacer de plusieurs canaux par jour pour certaines chaînes d'analyse.

En fait, cette origine est déterminée par le codeur d'amplitudes, et peut être ajustée grâce à un réglage appelé souvent «seuil canal zéro». On agit ainsi sur un signal continu qui se superpose aux impulsions à analyser. La stabilité de cette origine dépend aussi de celle des différents seuils situés dans les circuits de conversion analogique numérique décrite dans le paragraphe suivant II - 1 - 2d

On atteint actuellement une stabilité meilleure que 1 mV par degré centésimal, sur l'origine des codeurs d'amplitudes (études récentes effectuées au D.E.G./S.I.N. du C.E.N. Saclay).

d) Largeur de canal

On pourrait l'appeler aussi le pouvoir de résolution de l'analyseur d'amplitudes, cette caractéristique est donnée dans le codeur d'amplitudes par la pente de la droite de conversion et par la fréquence de l'horloge interne.

On code les amplitudes des impulsions en chargeant un condensateur C à la valeur crête de ces dernières et en le déchargeant à courant constant; le temps de décharge est mesuré par une horloge et donne le numéro de canal correspondant à l'impulsion (principe de WILKINSON) (I-3). La figure II - 2 résume ce principe de conversion analogique numérique :

e) Les non-linéarités

La courbe «numéro de canal en fonction de l'énergie», appelée droite d'étalonnage, n'est pas une droite parfaite; nous signalons au chapitre II - 4 les non linéarités intégrale et différentielle.

Fig. II-2
Codage d'amplitudes

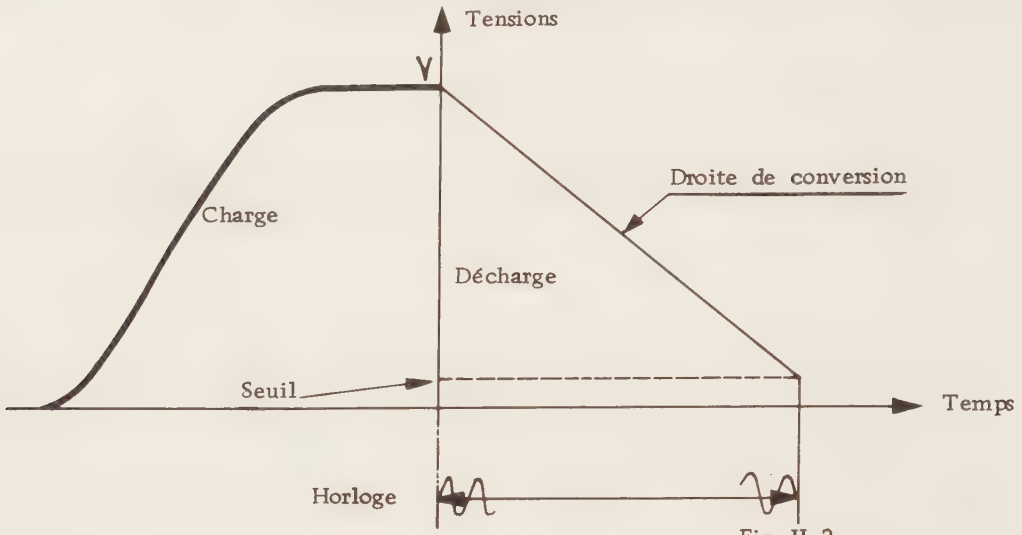


Fig. II-2
Principe de WILKINSON

f) Le temps mort

La notion de temps mort se définit aisément dans le cas du codeur d'amplitudes; c'est le temps mis pour analyser une impulsion; exemple, pour le codeur C.A. 13 INTERTECHNIQUE :

Temps mort = (3 + 0,05 N) en μs

où N est le numéro de canal.

En ce qui concerne le détecteur, il est délicat de donner une définition car l'analyse d'un photon gamma y produit des effets qui se superposent toujours plus ou moins à l'analyse du photon suivant. Avec une source radioactive intense on aboutit même à de faux pics «somme» visibles sur le spectre enregistré.

En spectrométrie, le calcul des activités doit tenir compte des pertes d'informations entraînées par le temps mort de l'analyseur multicanal.

L'étude des spectres enregistrés par les chaînes d'analyses (spectrométrie) sert à caractériser les sources radioactives. Cette étude peut se diviser en deux parties :

- Une analyse qualitative destinée à l'identification des divers radioéléments qui constituent la source inconnue. On utilise essentiellement les énergies des pics photoélectriques des spectres.

- Une analyse quantitative permettant le dosage de ces radioéléments, et basée sur des mesures de surface des pics photoélectriques dans les spectres.

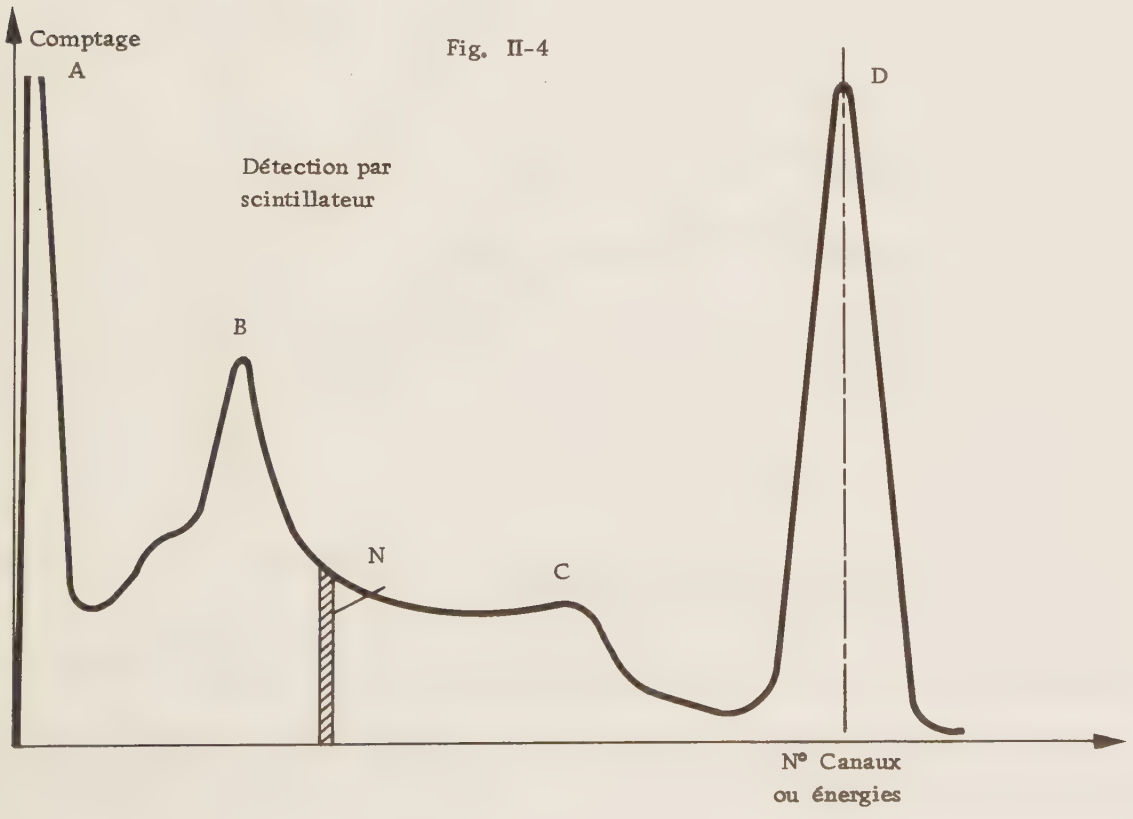
II - 2 - 1 Formes des spectres gamma

L'interaction d'un rayonnement de photons gamma monoénergétiques avec un détecteur donne naissance à un flux de particules secondaires possédant un spectre d'énergie continu. De nombreuses publications en expliquent la théorie (III - 1, 2, 3).

Nous ne parlerons pas du cas d'un mélange de radioéléments qui fournit un spectre complexe. A titre d'exemple signalons le cas typique du césium 137 (cs^{137}); le relief de son spectre est constitué, de gauche à droite, par : (fig. II - 4).

- un pic A dû au bruit de fond de la chaîne d'analyse,
- un pic B de rétrodiffusion,
- un fond Compton se terminant en C,
- un pic photoélectrique D d'énergie 660 KeV.

Fig. II-4

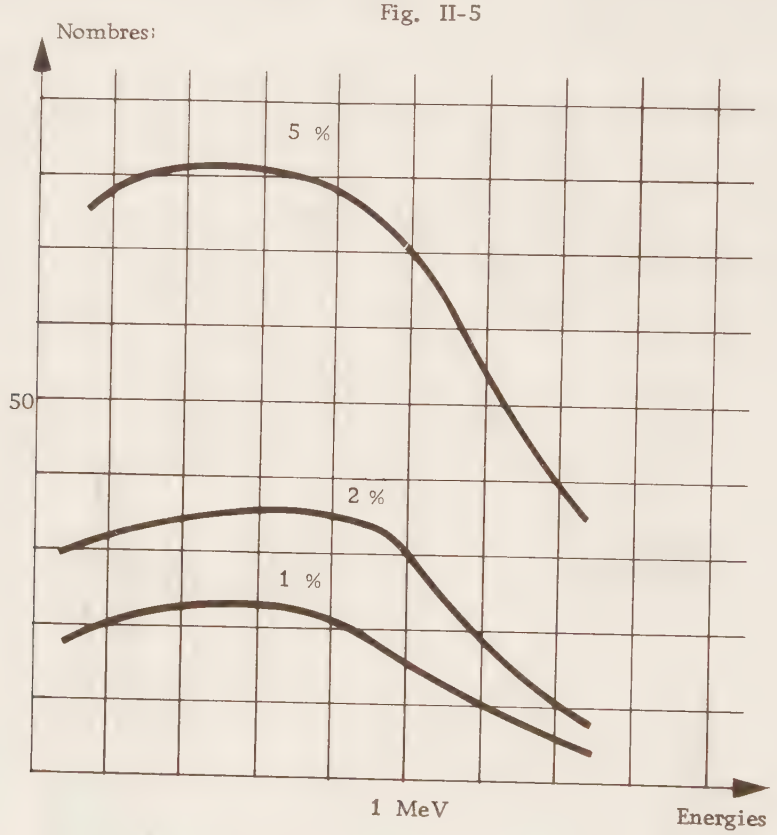


Cette courbe est graduée en ordonnée en dN/dE; en effet, la chaîne d'analyse divise les énergies en quanta dE donnant la largeur de canal, et fournit un comptage N dans cette bande d'énergie dE. La courbe continue tracée à partir du contenu de chaque canal est donc la fonction dN/dE = f (E).

II - 2 - II Analyse qualitative

L'analyse qualitative est basée sur les positions des pics photoélectriques d'absorption totale. Il faut connaître avec précision les abscisses des pics, d'une part pour ne pas commettre d'erreurs grossières amenant une confusion entre deux radioéléments (ex : Co^{60} et Fe^{59}), et d'autre part pour diminuer les incertitudes dans les analyses fines. En effet, deux corps différents peuvent donner des pics photoélectriques très rapprochés comme en témoignent les courbes suivantes, (tracées d'après des tables). Ces courbes indiquent le nombre de corps possédant un pic photoélectrique dans une zone large de 1 %, 2 % ou 5 % de l'énergie du pic (III, 3) (fig. II - 5)

Fig. II-5



Actuellement on lève les indéterminations, soit par la connaissance de l'histoire de la source, soit par la mesure des périodes de décroissance radioactive.

La mesure des périodes n'a un sens que lorsqu'on peut effectuer deux mesures d'activité séparées par un intervalle de temps suffisamment grand devant la période cherchée.

L'efficacité de cette méthode est donc réduite et il existe des courbes analogues aux précédentes (fig. II - 5) montrant qu'une imprécision sur la période entraîne un grand nombre de possibilités quant au radioélément à identifier.

II - 2 - III Analyse quantitative (III - 4) (III, 5)

Il s'agit de mesurer l'activité d'un radioélément. Ceci s'effectue par la mesure de la surface du pic photoélectrique d'absorption totale, soit directement, soit à l'aide d'un spectre étalon du radioélément à doser auquel on affecte un certain coefficient pour éliminer par soustraction la partie du spectre analysé due au radioélément. Cette opération nécessite un organe de calcul du type RG 23 INTERTECHNIQUE permettant le calcul du coefficient, et sa précision (de quelques pour cent) est liée à la stabilité de la droite d'étalonnage de la chaîne d'analyse.

II - 2 - IV Perspectives d'avenir

Dans les laboratoires où les enregistrements des spectres sont systématiques et nombreux, on utilise un passeur automatique d'échantillons; les spectres sont conservés sur bande perforée.

L'exploitation de ces spectres peut se faire manuellement, sur leur tracé. On commence à effectuer ce travail de façon automatique à l'aide d'un calculateur (calcul des abscisses des pics, mesure des surfaces de pics photoélectriques, lissages des spectres...) .

A la lumière des premiers résultats acquis, on peut dire que, dans l'avenir, si on veut utiliser une bibliothèque de «spectres étalons» auxquels on comparera le spectre de la source inconnue, les pics des spectres devront être stabilisés à mieux de ± 0,05 canal, en moyenne (ce qui correspond à l'ordre de grandeur de l'erreur donnée par le calcul lui-même).

Il existe deux types de dérives dans les chaînes d'analyse :

- Les dérives lentes dues à l'effet de la température ambiante, au vieillissement des appareils, à la fatigue du photomultiplicateur . Elles se caractérisent par des glissements du gain et de l'origine de plusieurs canaux par jour. L'influence de la température est prépondérante.

- Les dérives rapides. Un cas typique se présente lors des changements d'activité des sources radio-actives; on obtient des glissements en gain de plusieurs canaux immédiatement (détection par scintillateur).

II - 3 - 1 Les dérives lentes

On les met en évidence en traçant la droite d'étalonnage de la chaîne d'analyse, en enregistrant les spectres du Cs^{137} et du Co^{60} par exemple, qui possèdent des pics photoélectriques aux énergies suivantes : Cs^{137} → 0,66 MeV
Co^{60} → 1,17 et 1,33 MeV
Pour un sélecteur d'amplitudes SA 40B INTERTECHNIQUE, la droite obtenue, (Energies fonction des numéros des canaux) se déplace comme l'indique la figure II - 6 - a. La température ambiante influe sur un détecteur à scintillation dont le gain varie selon la courbe de la figure II - 6 - b (IV - 1, IV - 2).

Fig. II-6-a

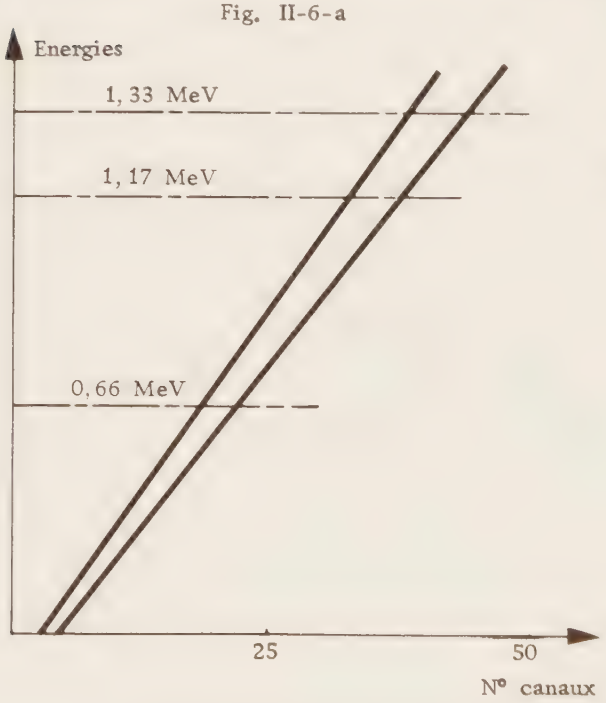
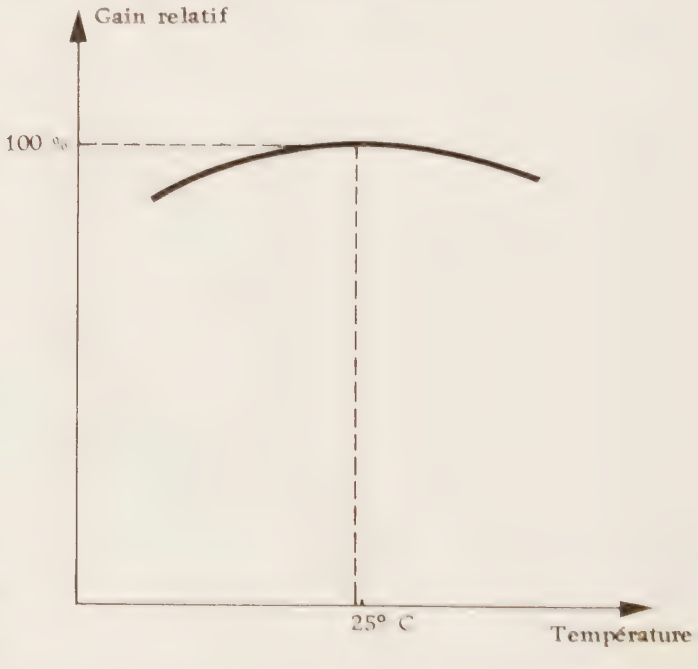


Fig. II-6-b



D'autre part, on sait que le photomultiplicateur se fatigue, on retrouve ses performances initiales après une période d'arrêt. De plus, il vieillit, c'est-à-dire que le facteur de multiplication diminue dans le temps. Mais ces effets à très long terme restent négligeables devant ceux dûs à la température (IV - 3), (IV - 4).

II - 3 - II Les dérives rapides

En éloignant progressivement une source radioactive du détecteur on crée facilement ce genre de dérive. Avec une source intense, les abscisses des pics d'un spectre se déplacent vers les basses énergies. Par exemple, en passant d'un temps mort de 15 % à un temps mort de 60 % (lus sur un sélecteur SA40 INTERTECHNIQUE), l'abscisse du pic à 1,33 MeV du Co^{60} se déplace de 2,5 canaux (avec détecteur à scintillations).

II - 4 LA LINEARITE

Sous cette rubrique, on définit généralement deux caractéristiques importantes d'une chaîne d'analyse.

II - 4 - 1 La linéarité intégrale

La courbe d'étalonnage de l'énergie en fonction du numéro de canal est peu différente d'une droite. On chiffre les non linéarités intégrales d'après les amplitudes des écarts à la droite moyenne.

Les non linéarités dues à l'analyseur d'amplitudes sont difficiles à mesurer car très faibles, de l'ordre de quelques 10^{-3}.

Au-delà d'une énergie d'environ 1 MeV, le cristal scintillateur est le grand responsable de ce type de non linéarité; par exemple, le pic «somme» du Co^{60} d'énergie théorique de 2,50 MeV se situe au canal dont le numéro correspondrait à une énergie de 2,53 MeV (IV - 5), en extrapolant la partie linéaire de la courbe.

II - 4 - 2 La linéarité différentielle

C'est la courbe dérivée de la droite d'étalonnage précédente qui permet de chiffrer la linéarité différentielle; elle représente le gain en fonction des énergie*.

On parvient à obtenir des non linéarités différentielles inférieures à ± 0,5 % sur 90 % des canaux (Cf : Onde Electrique «à paraître fin 1967» - V. Goursky - H. Guillon Mesures de linéarité différentielle.)

* Communication privée - Rapport DEG/SIN n° 2006 - 1165 - (1967) - C.E.N. Saclay

CHAPITRE III

LA STABILISATION DES SPECTRES

III - 1 GENERALITES

III - 1 - 1 Définitions

Un stabilisateur de spectres est un asservissement destiné à maintenir les pics d'un spectre à des abscisses constantes, c'est-à-dire à fixer la position de la droite d'étalonnage de la chaîne d'analyse. Il opère toujours de la façon suivante :

- Tout déplacement x d'un pic d'abscisse X pris pour référence entraîne la variation d'un taux de comptage observé par l'appareil. Nous donnons à x le nom de «écart»; sa valeur de consigne est zéro.

- Un «signal de correction» réagit sur le gain de la chaîne d'analyse par contre-réaction; l'appareil complet comporte un second signal de correction qui réagit sur l'origine de l'échelle des énergies de la chaîne. Ces deux boucles d'asservissement permettent de fixer la position de la droite d'étalonnage.

III - 1 - 2 Mode d'action du stabilisateur

Dans tous les cas, on retrouve une relation fondamentale entre le signal de correction v, et l'écart x, moyennant quelques hypothèses simplifiant le calcul, et que nous aborderons au chapitre IV.

Cette relation s'écrit : $v = k \int_0^t x.\,dt$ k = gain du stabilisateur.

A cause de cette relation entre x et v, le stabilisateur est un asservissement appelé à «action intégrale».

III - 1 - 3 Asservissements numérique et analogique

On conçoit que la précision sur les positions des pics soit liée directement à la façon dont on détecte x.

Dans de nombreux cas, il suffit de connaître les abscisses des pics à ± 0,5 canal près; ou bien on les calcule par la méthode de la parabole à quelques dixièmes de canal près. Dans ce cas, la solution analogique peut convenir, avec des circuits présentant une stabilité de l'ordre de 10^{-3} dans le temps.

Mais si on veut déterminer les abscisses avec une erreur inférieure au dixième de canal, en les calculant à l'aide d'un ordinateur, les techniques numériques s'imposent pour la détection de x. La conversion numérique-analogique nécessaire alors pour obtenir la tension de correction, ne demande pas une grande stabilité, sauf dans le cas où on ne stabilise que durant des instants courts vis-à-vis de la durée des enregistrements.

Le premier type d'appareil a fait l'objet de plusieurs réalisations, tandis qu'il n'en existe qu'un du second type qui soit commercialisé (stabilisateur STABIMAT H.V.L.).

III - 1 - 4 Détection des dérives

Les pics photoélectriques constituent d'excellents pics de référence car ils sont bien détachés du fond Compton. On en choisit un à haute énergie (d'abscisse X 1) donc sensible aux variations de gain. Un second pic, à basse énergie (d'abscisse X 2) sera plus sensible aux dérives de l'origine qu'à celles du gain. On rend ainsi relativement indépendantes les actions des deux boucles de contre-réaction.

En définitive une première boucle de contre-réaction asservit le gain à x_1 et une seconde boucle asservit l'origine à x_2. (fig. III - 1 a)

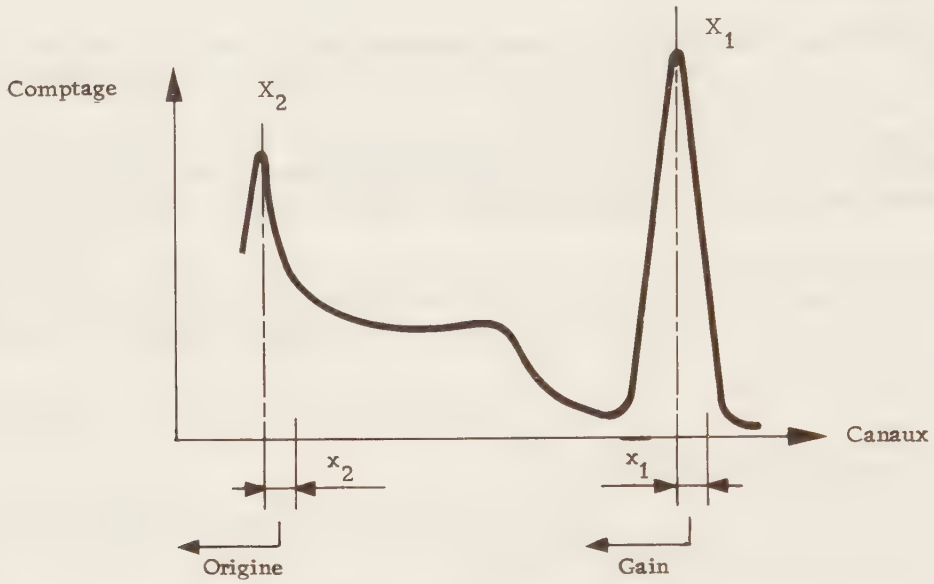


Fig. III-1-a

L'appareil doit mesurer x_1 et x_2. Pour cela, il utilise les variations des comptages dans des groupes de canaux convenablement situés sur les flancs des pics. Deux groupes symétriques par rapport à l'axe d'un pic présentent des comptages identiques en l'absence de dérives; il suffit de les comparer pour calculer x. (Ces groupes seront appelés désormais «fenêtres»). (fig. III - 1 b).

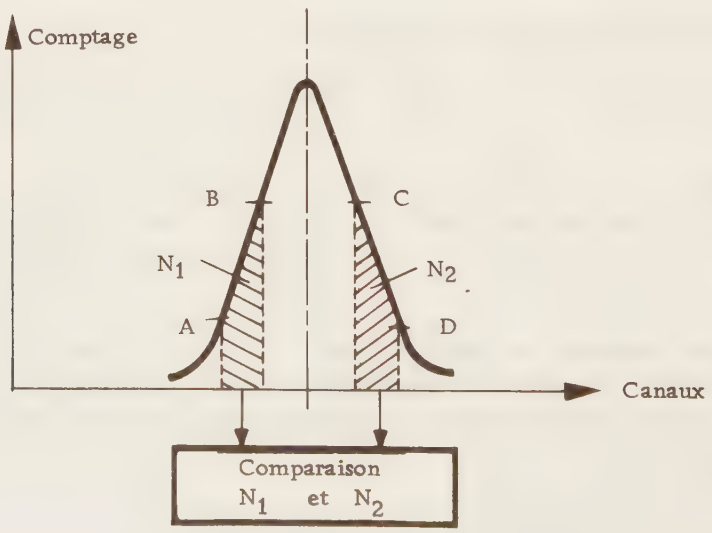


Fig. III-1-b

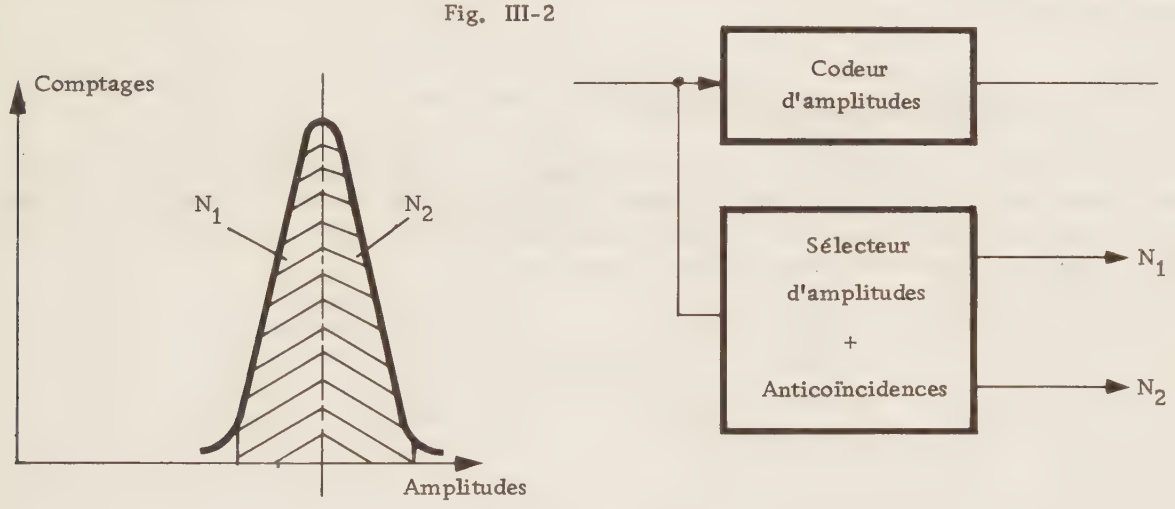
III - 2 STABILISATEURS ANALOGIQUES

Nous allons signaler brièvement les diverses solutions apportées aux problèmes énoncés dans le paragraphe précédent. Ces solutions ont toutes été adoptées dans des réalisations signalées en bibliographie.

III - 2 - 1 Découpage des fenêtres

Les impulsions issues de l'amplificateur de la chaîne d'analyse sont envoyées à la fois vers le codeur d'amplitudes et vers un organe appelé «sélecteur d'amplitudes», destinés à définir les deux fenêtres. Ce sélecteur comprend essentiellement des seuils qui sélectionnent les amplitudes, et des anticoïncidences fournissant les comptages N_1 et N_2 nécessaires à la détection des dérives (V - 6). En général, on utilise des fenêtres adjacentes limitant à trois les seuils du sélecteur (fig. III - 2).

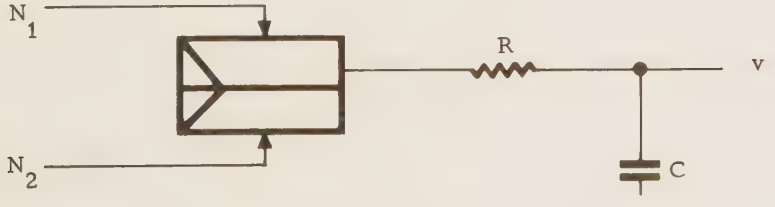
Fig. III-2



De tels circuits deviennent complexes avec des impulsions rapides et atteignent une stabilité globale sur les positions des fenêtres, de l'ordre de 10^{-3} par degré centésimal. D'autre part, avec un tel dispositif, on ne peut détecter les dérives d'origine qui, nous le savons, proviennent principalement du codeur d'amplitudes.

III - 2 - 2 Le réseau intégrateur

Pour réaliser la fonction $\int_o^t (N_1 - N_2)$ on peut simplement intégrer le signal de sortie d'une bascule placée dans l'état logique 1 par les impulsions N_1 et dans l'état logique 0 par les impulsions N_2 (V - 8).



Ce dispositif peut réaliser l'intégration demandée de façon précise et stable mais nécessite l'arrivée permanente des impulsions N_1 et N_2.

III - 2 - 3 La contre réaction sur le gain

Parmi les nombreux points permettant de modifier le gain de la chaîne d'analyse à partir de la tension v, nous citerons :

a) Le photomultiplicateur (V - 1) (V - 8)
b) La haute tension (V - 3)
c) Un amplificateur à gain commandé (V - 2 - 4)
d) Un potentiomètre

Développer chaque méthode utilisée serait long et sans grand intérêt. Remarquons néanmoins que les cas a) et b) se limitent à la détection par scintillateur à condition que le photomultiplicateur ne soit pas éloigné du stabilisateur; d'autre part, l'exemple d) entraîne des problèmes d'usure, de jeux mécaniques et de temps mort.

III - 2 - 4 La contre réaction sur l'origine

Nous n'envisagerons pas le cas du stabilisateur analogique complet, un tel dispositif serait sans intérêt pratique; en effet, la détection des dérives de gain s'effectue avant le codeur d'amplitudes ce qui rend nécessaire l'usage d'un dispositif supplémentaire pour détecter les dérives de l'origine, dont le siège se situe principalement au niveau du codeur.

III - 3 - 1 Découpage des fenêtres

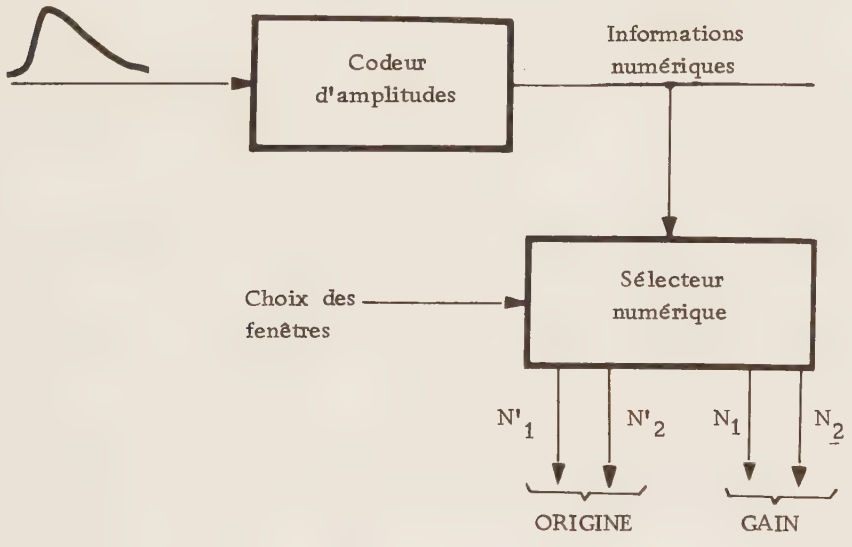
Les informations numériques délivrées par le codeur d'amplitudes sont envoyées vers le bloc mémoire et vers un organe appelé «sélecteur numérique», destiné à définir les deux fenêtres.

Ce sélecteur doit comparer tout nombre délivré par le codeur aux limites des fenêtres, déterminées manuellement par l'utilisateur.

Remarquons le cas où un calculateur est utilisé en ligne dans l'expérience dont on veut stabiliser les spectres; il peut remplir le rôle de ce sélecteur numérique (V - 4).

La figure III - a donne le diagramme fonctionnel correspondant à ce découpage des fenêtres.

Fig. III-a



Nous aborderons dans le détail les problèmes posés par un sélecteur numérique au cours de la réalisation du SPECTROSTAB.

III - 3 - 2 Le réseau intégrateur

Il comprend essentiellement une échelle réversible; les impulsions du type N_1 en augmentent le contenu, tandis que les impulsions opposées N_2 le diminuent. La fréquence de fonctionnement d'une telle échelle est relativement basse (inférieure au mégahertz) en raison des temps morts actuels des codeurs d'amplitude.

A la suite de cette échelle se trouve un réseau de conversion numérique - analogique.

III - 3 - 3 La contre réaction sur le gain

Les problèmes rencontrés sont analogues à ceux qui concernent le stabilisateur analogique. On peut se reporter utilement au paragraphe III - 2 - 3 pour en trouver un résumé.

III - 3 - 4 La contre réaction sur l'origine

Il existe deux solutions à ce problème. La plus simple consiste à utiliser directement la tension de correction délivrée par le stabilisateur. Il faut alors disposer d'une entrée en continu sur le codeur d'amplitudes, par exemple, afin de superposer cette tension à toute impulsion analysée (cas du CA.13 INTERTECHNIQUE).

L'autre solution, plus universelle, consiste à profiter de l'amplificateur à gain commandé dont on dispose parfois dans la boucle de contre réaction de gain. Cet amplificateur doit alors comporter un dispositif supplémentaire permettant la superposition du signal continu aux impulsions.

III - 4 LES PICS DE REFERENCE

III - 4 - 1 Introduction

Dans la majorité des exemples de stabilisation, les pics de référence ne proviennent pas des échantillons radioactifs analysés; il faudrait en effet que ces derniers présentent toujours un même pic à basse énergie et un même pic à haute énergie.

On cherche donc un moyen de distinguer les références de la source analysée, en aiguillant les impulsions provenant des premières vers le stabilisateur, et celles provenant de la source vers la mémoire de la chaîne d'analyse.

Nous n'aborderons pas le cas des sources lumineuses de référence (V - 7 à 10).

III - 4 - 2 Le pic à haute énergie

Nous nous plaçons dans le cas où ce pic provient d'une source radioactive; c'est en effet le seul où la stabilité obtenue est la meilleure et où le pic subit les dérives du détecteur.

A - Stabilisation non permanente

Voici quelques années, la «stabilisation» consistait à tracer la droite d'étalonnage de la chaîne et à rectifier le gain et l'origine manuellement.

On améliore beaucoup ce procédé si on dispose d'un stabilisateur et d'un «passeur automatique» d'échantillons; on peut alors présenter périodiquement la référence, à des instants connus permettant le blocage de la mémoire de la chaîne et l'ouverture du stabilisateur.

Il existe également la solution du transporteur de sources; un appareillage pneumatique place périodiquement une petite source de référence devant le détecteur.

Parfois, l'énergie du rayonnement émis par la source de référence peut être très faible, devant les énergies des particules (produites par un accélérateur par exemple); celles-ci peuvent atteindre quelques dizaines de M.e.V. On peut alors utiliser une porte linéaire permettant une commutation du gain pour la stabilisation.

Dans chacun de ces cas, il est facile de bloquer la mémoire de la chaîne d'analyse pendant la phase de stabilisation.

B - Stabilisation permanente

La solution la plus simple supposerait un spectre composé seulement d'un pic à haute énergie, au-dessus de la zone d'analyse (V - 3).

En fait, pour éviter la mise en mémoire du spectre de référence, on peut utiliser une source émettant des rayonnements en coïncidence (β - γ) ou (γ -γ). Un second photomultiplicateur détecte la seconde particule et un circuit de coïncidence permet la commande de la mémoire et du stabilisateur; en particulier la mémoire est fermée et le stabilisateur est ouvert en cas de coïncidence.

Un tel procédé entraîne évidemment des erreurs dues aux coïncidences fortuites.

III - 4 - 3 Le pic à basse énergie

On peut concevoir un pic de référence à basse énergie d'origine radioactive. Remarquons cependant qu'il ne doit pas subir nécessairement les dérives du gain; ceci est même préférable dans le stabilisateur à deux boucles d'asservissement indépendantes. De plus, ce pic risque de se trouver dans les zones de bruit.

On adopte couramment le principe du pic artificiel construit à partir d'impulsions envoyées dans le codeur d'amplitudes de la chaîne d'analyse. On peut ainsi concevoir un pic de deux canaux si les impulsions présentent une amplitude bien définie et stable. Le schéma de l'appareillage correspondant devient alors le suivant : (fig. III - 5).

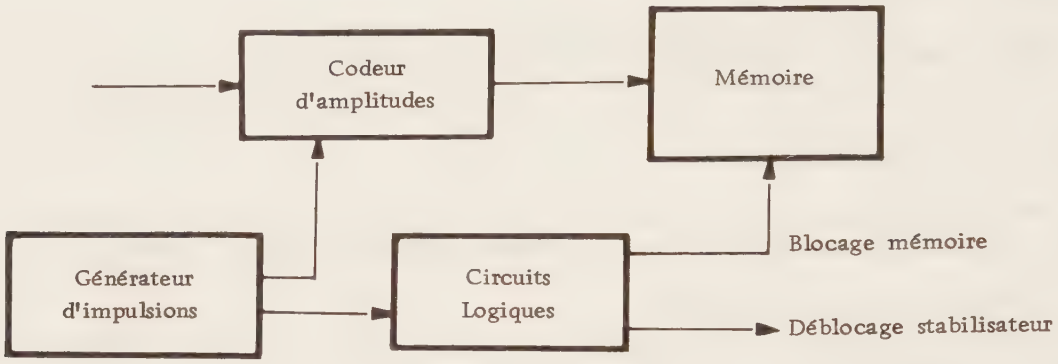
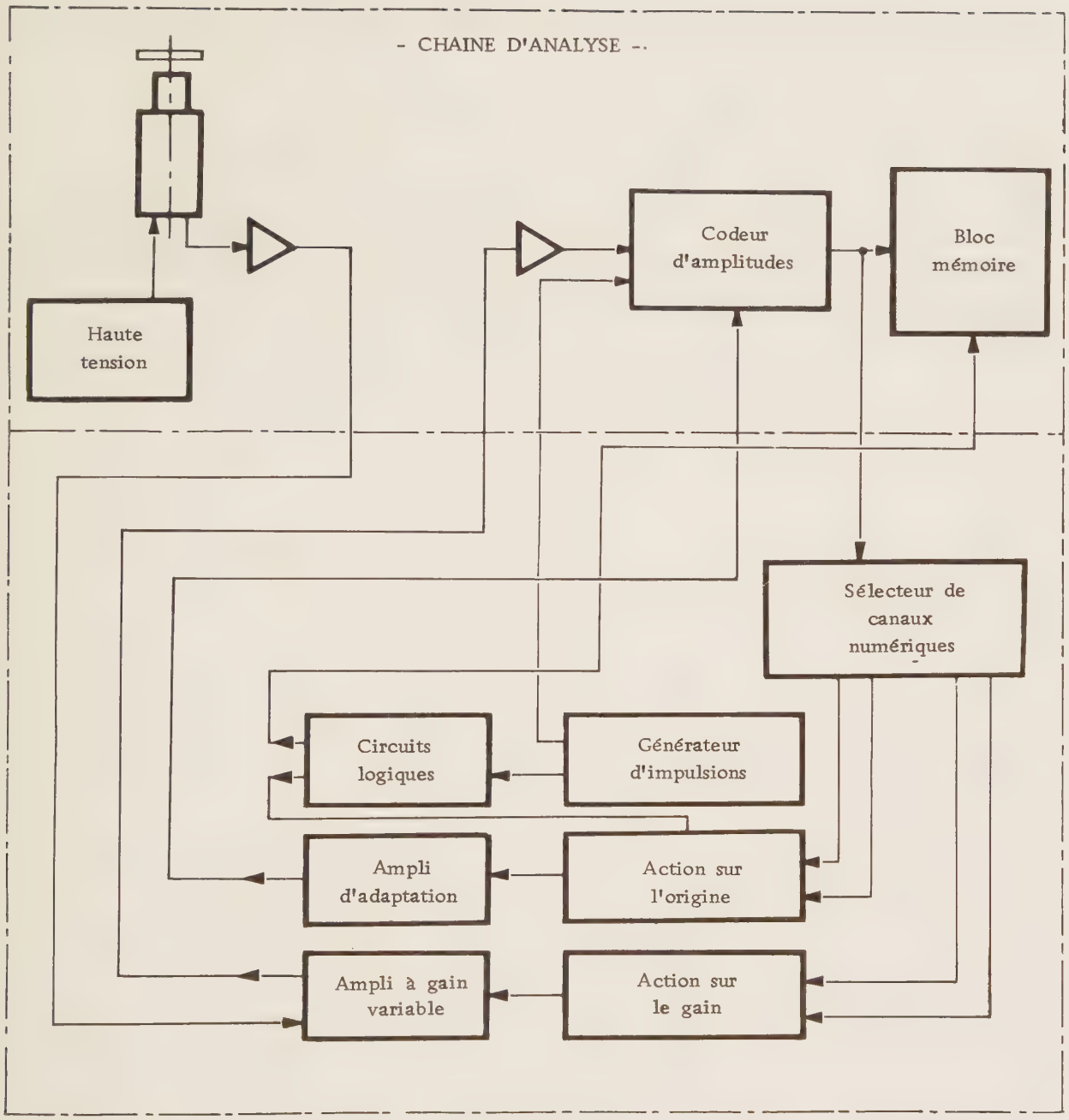


Fig. III-5

III - 4 - 4 Schéma de stabilisateur complet

Le but recherché étant la précision la meilleure, le stabilisateur étudié par la suite sera numérique. Il s'adaptera aux chaînes d'analyse classiques, avec une contre réaction sur le gain par amplificateur à gain variable et sur l'origine avec une tension envoyée dans le codeur.


- CHAINE D'ANALYSE -
Haute tension
Codeur d'amplitudes
Bloc mémoire
Sélecteur de canaux numériques
Circuits logiques
Générateur d'impulsions
Ampli d'adaptation
Action sur l'origine
Ampli à gain variable
Action sur le gain
- STABILISATEUR -

III - 5 CONCLUSION

Cet aperçu des deux familles de stabilisateurs, numérique et analogique, va nous permettre de conclure que la première s'adapte seule au problème que nous cherchons à résoudre au cours de ce travail.

Nous voulons construire un stabilisateur de spectres permettant d'atteindre la stabilité la meilleure sur les abscisses des détails des spectres. Il nous faut alors mettre tous les atouts de notre côté, c'est-à-dire :

- Stabilisation complète (gain et origine),
- Pas d'organes électromécaniques (en raison des usures et des jeux),
- Pas de dérives propres du stabilisateur au niveau de la détection des comptages des fenêtres,
- Correction des dérives de l'origine dans le codeur,
- Correction des dérives de gain du détecteur (pic de référence à haute énergie d'origine radioactive),

La famille analogique ne peut satisfaire à ces exigences car elle comprend des stabilisateurs présentant des dérives propres et insensibles aux dérives de l'origine. Nous l'abandonnerons par la suite au profit de la famille numérique dont le stabilisateur caractéristique que nous retenons est schématisé page 18.

ETUDE THEORIQUE DE LA STABILISATION DES SPECTRES

L'étude théorique de la stabilisation des spectres a pour but de connaître le comportement d'une boucle d'asservissement sous l'action des dérives que subit habituellement une chaîne d'analyse. Ces dérives peuvent consister non seulement en une évolution lente et continue, mais encore en des variations brutales; nous appelons ici ces deux cas respectivement : dérives «rampes» ou «échelons».

Cette étude mettra en évidence l'influence des différents paramètres de la stabilisation. D'autre part, on pourra comparer les performances fournies par trois types de stabilisateur : à action directe, à échantillonnage et à seuil. (Ces deux derniers présentent un élément non linéaire dans leur boucle de contre réaction).

Dans ce but, nous allons utiliser les méthodes classiques d'étude des asservissements, basées sur la notion de fonction de transfert. Ces méthodes permettent de prévoir la précision, la rapidité et la stabilité des asservissements étudiés. Nous n'y abordons pas le problème posé par les fluctuations des comptages car nous ne considérons que les valeurs moyennes de ces derniers.

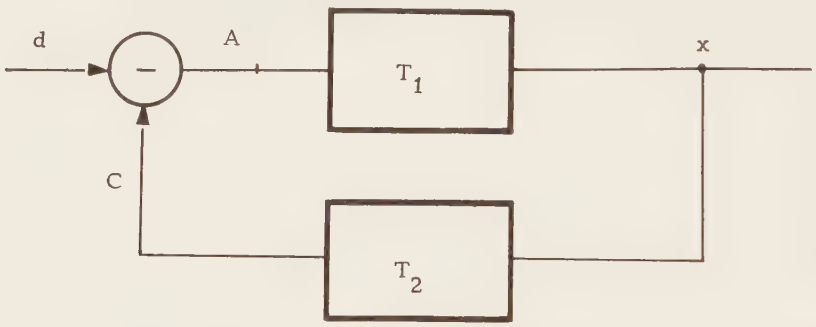
IV - 1 - 1 Définitions et hypothèses

On appelle fonction de transfert d'un appareil, ou organe quelconque, la relation qui existe entre la variable de sortie et la variable d'entrée; dans notre cas, il s'agit respectivement de x, déplacement du pic de référence, et d, une dérive quelconque.

Cette fonction est définie à partir d'un diagramme fonctionnel idéal où chaque appareil est représenté par une «boîte noire», où se trouvent des points d'addition de signaux et où les points de branchement des connexions n'entraînent pas de division des signaux.

Le schéma fonctionnel de l'ensemble chaîne d'analyse - stabilisateur représenté fig. IV - 1 - a est classique. On appelle x «variable de sortie», dont la valeur de consigne est zéro. La différence entre d, (la dérive), et c, (la correction), porte l'appellation «signal d'erreur». Le point A, situé avant l'amplificateur de la chaîne d'analyse, peut être déplacé pour rendre l'étude théorique plus aisée, en raison des linéarités excellentes de la chaîne d'analyse; il suffit alors d'affecter d et c d'un coefficient pour passer d'un point A_1 à un autre point A_2.

Fig. IV-1-a



Nous allons dorénavant admettre qu'à toute variation faible de (d - c) correspond un écart x qui lui est proportionnel; cette hypothèse est évidemment classique (cf : petits mouvements en mécanique...) et largement justifiée dans notre cas à cause des linéarités excellentes des appareils électroniques utilisés aujourd'hui dans les chaînes d'analyse. Ces remarques nous permettent d'écrire directement : T1 = K1.

Dans cette étude théorique, nous allons passer sous silence le fait que la gamme d'énergie analysée est divisée en valeurs discrètes, ou canaux, par la chaîne d'analyse; le grand nombre de canaux atteint actuellement (4096) justifie cette seconde hypothèse.

IV - 1 - 2 Le stabilisateur à action directe

Les performances d'un stabilisateur numérique permettent d'affirmer que l'intervalle de temps séparant une variation de C et l'arrivée de l'impulsion correspondante classée dans les fenêtres est inférieur à celui qui sépare les arrivées successives de deux impulsions; en d'autres termes nous allons négliger le temps mort de la boucle d'asservissement.

Vérifions que cette boucle est à action intégrale; nous allons donc démontrer la relation : (cf : III - 1)

$$c = k' \int_0^t (x)\, dt$$

Le calcul de $(n_1 - n_2) = f(x)$ est basé sur la forme du pic de référence et sur le découpage des fenêtres. En remarquant que ces dernières sont le plus souvent découpées au niveau des points d'inflexion de la courbe représentant le pic (sensiblement gaussienne), on peut assimiler ce dernier à un triangle (fig. IV - 1 - b).

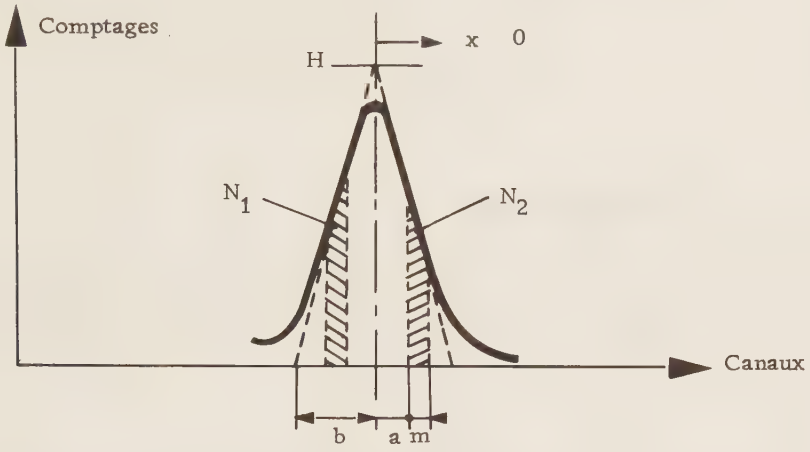


Fig. IV-1-b

On obtient aisément la transmittance du stabilisateur, en utilisant la transformée de Laplace reliant les variations de gain C à x :

$$T_2 = \frac{L(c)}{L(x)} = \frac{k_2}{p} \qquad \text{ou } k_2 = k.\frac{2mN}{b^2}$$

k est un coefficient, tenant compte du gain du stabilisateur et de la relation existant entre les variations du gain à l'endroit où elles s'appliquent et les variations de ΔE correspondantes.

On est alors conduit à représenter le schéma fonctionnel de l'asservissement comme le montre la figure IV - 1 - C.

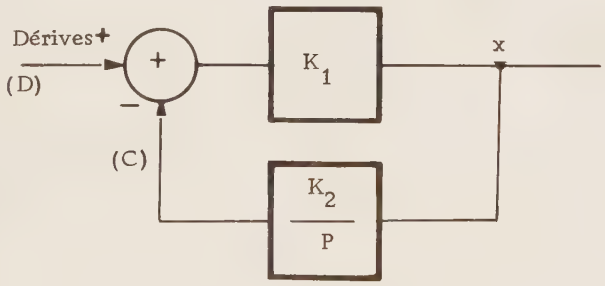


Fig. IV-1-c

La fonction de transfert de cet ensemble peut être calculée; si D est la dérive, et C la correction (en ΔE), on écrit :

$$L(x) = k.\,L(D - C) = k. \qquad [LD - \frac{k_2}{p} L(x)]$$

$$\text{soit } L(x) = \frac{k.\,L(D)}{1 + \frac{k1\,k2}{p}}$$

avec $\tau = \frac{1}{k1\ k2}$, on obtient la fonction de transfert :

$$L(x) = L(D)\ \frac{k1}{1 + \frac{1}{\tau p}}$$

IV - 1 - 3 Le stabilisateur à échantillonnage

Ce stabilisateur diffère du stabilisateur à action directe du fait que le signal de correction C varie périodiquement, à un rythme déterminé par la présence d'un échantillonneur dans la boucle de l'asservissement (VI,- 2), (VII - 3). En cas de dérive nulle entre deux échantillonnages, il est évident que C ne se modifie pas (dans notre hypothèse où on néglige les fluctuations des comptages des fenêtres).

Du point de vue technologique, l'échantillonneur, (placé à la suite de l'échelle réversible), permet à un organe appelé «bloqueur» de prendre en mémoire le contenu de l'échelle; l'état du bloqueur reste fixe entre deux échantillonnages, alors que l'échelle intègre toujours la différence des comptages dans les fenêtres. Le schéma de la figure IV - 1 - d représente ces organes :

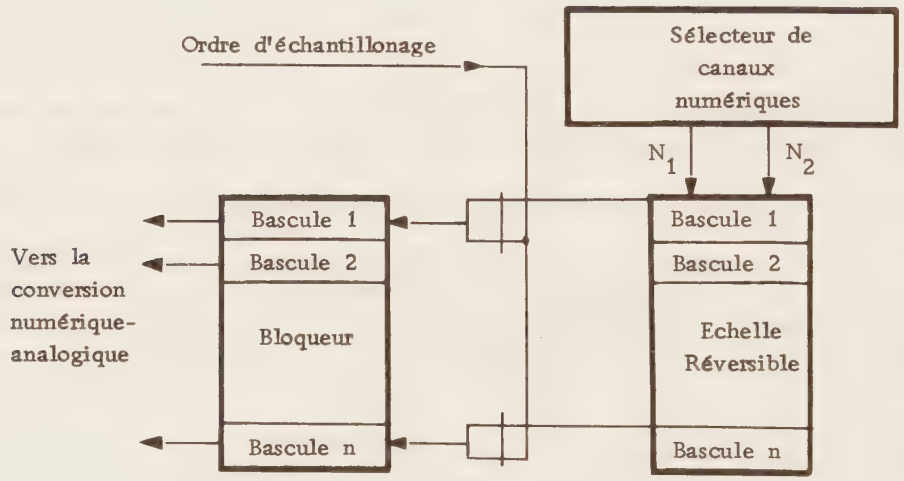


Fig. IV-1-d

Le schéma fonctionnel de l'ensemble chaîne d'analyse - boucle d'asservissement se déduit de celui du stabilisateur à action directe en y ajoutant l'échantillonneur couramment représenté par un interrupteur, et le bloqueur; ce dernier possède une fonction de transfert complexe, dont la transformée de Laplace de la réponse impulsionnelle s'écrit :

$$[T_2]_p = k_2\ \left(\frac{1 - e^{-Tp}}{p}\right)$$

D'où le schéma, fig. IV - 1 - e, qui permet le calcul de la fonction de transfert de l'ensemble :

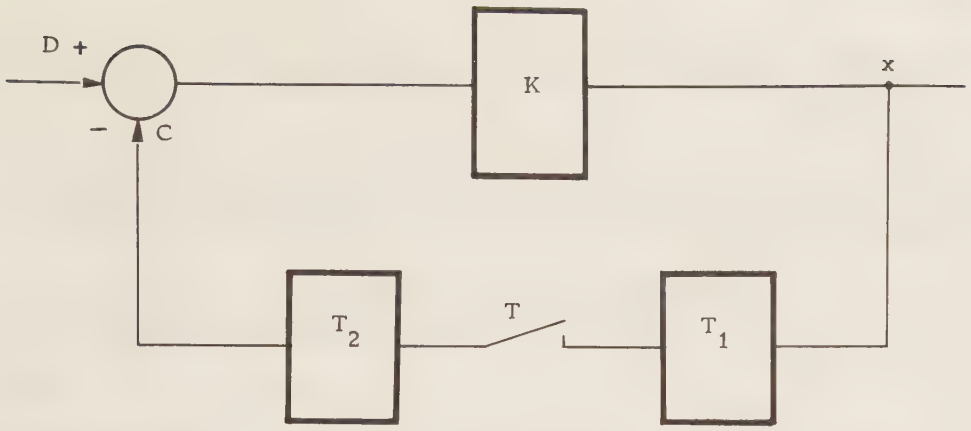


Fig. IV-1-e

On peut calculer : $(C)_Z = (T_2)_Z \dfrac{(K\,T_1\,D)Z}{1 + (K\,T_1\,T_2)Z}$

Développons la relation obtenue pour les deux cas de dérives envisagés :

A - Dérive échelon : D = Do

On obtient : $(K\,T_1\,D)_p = \dfrac{Do}{p_2} K.\,K_1$ $\qquad$ $(K\,T_1\,D)_Z = DoKK_1 \dfrac{T\,Z^{-1}}{(1 - Z^{-1})^2}$

$(K\,T_1\,T_2)_p = KK_1K_2 \dfrac{1 - e^{-Tp}}{p^2}$ $\qquad$ $(K\,T_1\,T_2)_Z = KK_1K_2 \dfrac{T.Z^{-1}}{(1 - Z^{-1}}$

D'où le résultat : $(C_1)_Z = Do\,KK_1K_2T \dfrac{Z}{(Z-1)\,[(Z-1) + KK_1K_2T]}$

B - Dérive rampe : D = Do t

On obtient : $(K\,T_1\,D)_p = \dfrac{Do}{p^3} KK_1$ $\qquad$ $(K\,T_1\,T_2)_p = KK_1K_2 \dfrac{1 - e^{-Tp}}{p^2}$

D'où $(C_2)_Z = DoKK_1K_2 \dfrac{T^2}{2} \dfrac{Z\,(Z + 1)}{(Z - 1)^2\,[(Z - 1) + KK_1K_2\,T]}$

IV - 1 - 4 Le stabilisateur à seuil

Tout comme le stabilisateur à échantillonnage, le stabilisateur à seuil diminue la fréquence des changements du signal de correction constatée avec le stabilisateur à action directe. (Nous exa-

minerons ce point de vue au chapitre V, car sa compréhension nécessite l'intervention des fluctuations des comptages des fenêtres).

Dans le type d'asservissement abordé ici, l'échelle réversible se remet elle-même dans sa position initiale (contenu nul) dès que la relation suivante est vérifiée :

$$\int_o^t |N_1 - N_2| \, dt = No$$

Une seconde échelle réversible intègre alors la différence des nombres de fois où cet évènement s'est produit, en comptant +1 si $(N_1 - N_2) = No$, et en décomptant + 1 si $(N_1 - N_2) = No$.

Toujours dans l'hypothèse où on néglige les fluctuations des comptages, on peut donc écrire la relation liant les fonctions de transfert T_2 des asservissements à action directe et à seuil respectivement : $(T_2)_{seuil} = \frac{1}{No}(T_2)_{direct}$

Les caractéristiques d'un tel appareil n'apparaîtront alors qu'au chapitre suivant où l'on tiendra compte des fluctuations des comptages et au chapitre VI - 2.

IV - 2 - 1 Définitions

Nous allons examiner la réponse de chaque stabilisateur sous l'action des dérives lentes ou rapides (rampes ou échelons). Les courbes de réponse que nous allons tracer permettent de chiffrer les qualités des boucles d'asservissement; on distingue trois qualités : la Précision, la Rapidité, la Stabilité.

IV - 2 - 2 Le stabilisateur à action directe

La fonction de transfert obtenue au § IV - 1 - 2 s'écrivait

$$L(x) = L(d)\,\frac{K_1}{1+\frac{1}{\tau p}} \qquad \text{ou} \quad \tau = \frac{1}{K_1 K_2}$$

Pour une perturbation échelon, on écrit d = do = constante. D'où l'équation de l'évolution de x :

$$\frac{dx}{dt} + K_1 K_2 x = 0 \qquad \boxed{x = K_1\, do\, e^{-\frac{t}{\tau}}}$$

D'où les courbes de la figure IV - 2 - a

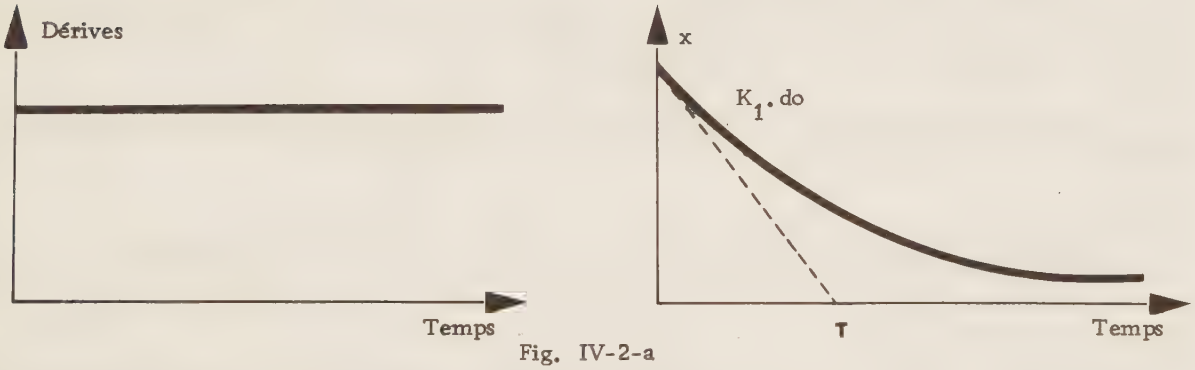


Fig. IV-2-a

De même, avec une perturbation rampe, on écrit : d = d t, et : $\frac{dx}{dt} + K_1 K_2 x = d$

La résolution de cette équation nous donne facilement : $\boxed{x = \frac{d}{K_2}\left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}}\right)}$

D'où les courbes de la figure IV - 2 - b

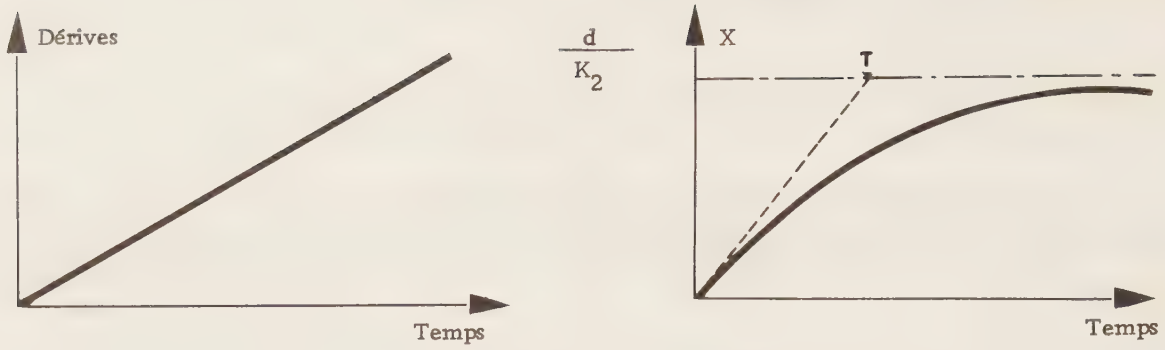


Fig. IV-2-b

De ces courbes, nous concluons immédiatement :

- Précision statique excellente
- Précision dynamique : $x = \frac{d}{K_2}$ — d = vitesse de dérive, K_2 = gain du stabilisateur
- Rapidité : $\tau = \frac{1}{K_1 K_2}$ — K_1 = gain de la chaine directe
- Stabilité : excellente, car aucun terme du second degré en x n'apparaît dans nos équations.

IV - 2 - 3 Le stabilisateur à échantillonnage

Il est difficile de procéder ici comme nous venons de le faire pour l'étude du stabilisateur à action directe, puisque nous ne pouvons pas déterminer facilement une équation différentielle d'évolution de x. Nous reprenons les résultats obtenus au § IV - 1 - 3.

Pour calculer la précision, on applique le «théorème de la valeur finale» bien connu des automaticiens (VI - 1), (VI - 2); il s'écrit : $(\text{valeur de } C)_{t \to d} = [(Z - 1)\, f(Z)]_{Z = 1}$

- Pour la précision statique (d = do) onobtient (c = do); ceci nous montre que x = o
- Pour la précision dynamique, on ne peut appliquer ce théorème de façon aussi simple; les qualités de ce stabilisateur vont être mises en évidence en traçant les courbes d'évolution du signal de correction C. On développe facilement en polynôme les relations obtenues au IV - 1 - 3; on obtient : $C = a_0 + a_1 Z^{-1} + \ldots + a_n Z^{-n} + \ldots$ où le terme a_n représente la valeur de C à l'instant d'échantillonnage nT. D'où le tableau IV - 2 - C donnant quelques valeurs de C, et les courbes IV - 2 - d correspondantes.

Temps	0	t = T	t = 2 T	t = 3 T	t = 4 T
Dérive échelon	$C = 0$	$C = Do\frac{T}{\tau}$	$C = Do\frac{T}{\tau}[2-\frac{T}{\tau}]$	$C = Do\frac{T}{\tau}[\frac{T^2}{\tau^2}-\frac{3T}{\tau}+3]$	$C = Do$
Dérive rampe	$C = 0$	$C = DO\frac{T^2}{2\tau}$	$C = Do\frac{T^2}{2\tau}[4-\frac{T}{\tau}]$	$C = Do\frac{T^2}{2\tau}[\frac{T^2}{\tau^2}-5\frac{T}{\tau}+9]$	

Rappelons que τ, constante de temps du stabilisateur à action directe, a la valeur : $\tau = \frac{1}{KK_1K_2}$

Pour $T = \tau$, les courbes d'évolution du stabilisateur sont les suivantes :

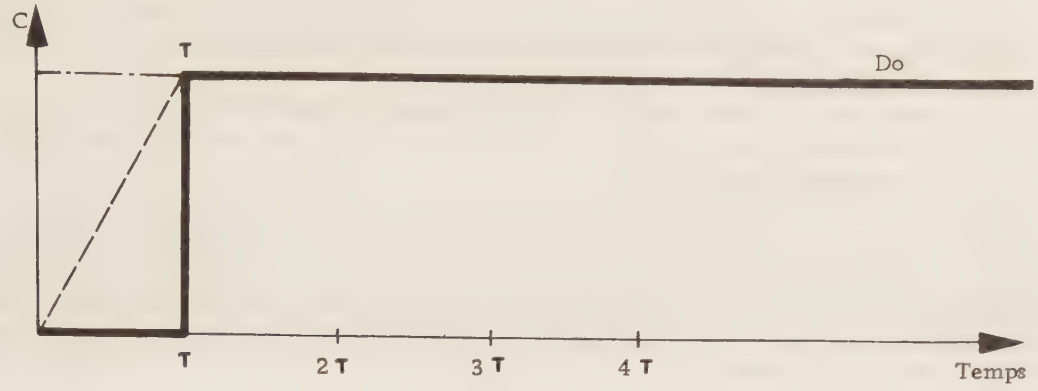
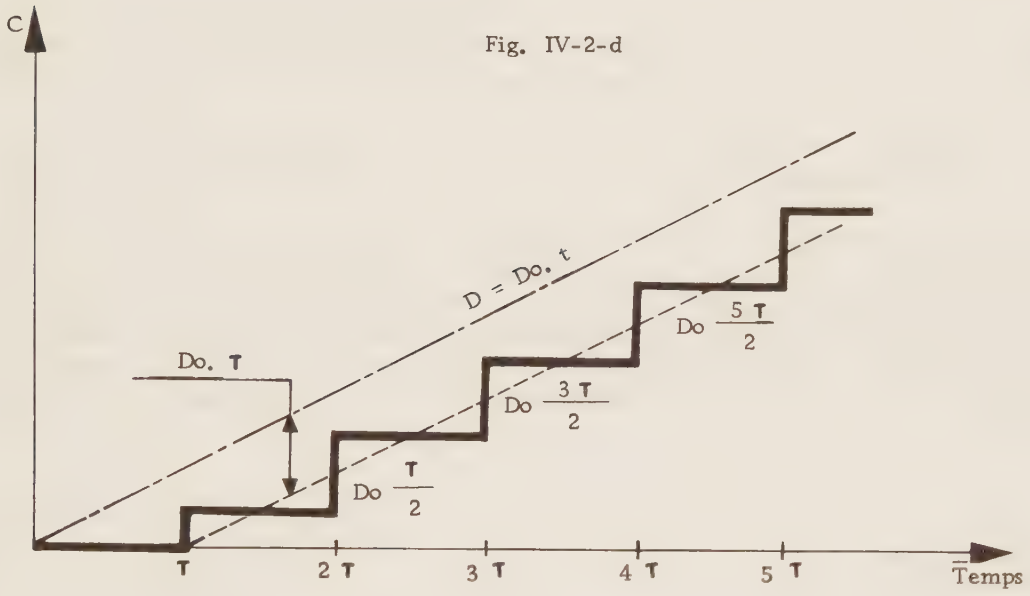


Fig. IV-2-d



La précision statique est excellente, et la précision dynamique vaut $x = K.\ \tau.\ Do$, comme le stabilisateur à action directe.

La condition de stabilité peut se calculer facilement en appliquant le théorème suivant : (VI - 2): un asservissement à échantillonnage est stable si les pôles de la fonction de transfert en Z globale se situent à l'intérieur ou sur le cercle de rayon unité centré à l'origine du plan des Z. Nos relations du IV - 1 - 3 permettent d'écrire les valeurs de ces pôles : $Z_1 = 1 \qquad Z_2 = 1 - \frac{T}{\tau}$

D'où la condition de stabilité : $-1 < 1 - \frac{T}{\tau} < 1 \qquad$ soit $T < 2\tau$

Du point de vue rapidité et précision, les stabilisateurs à action directe ou à échantillonnage se comportent de la même façon pour $T = \tau$. L'appareil avec échantillonnage ne pourra jamais concurrencer celui à action directe dans ce domaine, puisqu'il utilise moins vite les informations données par l'écart x.

IV - 3 CONCLUSION

L'étude menée dans ce chapitre est basée sur des valeurs moyennes des comptages, et sur une boucle d'asservissement unique; les calculs sont valables pour les deux boucles prises séparément.

Il est évident que les deux boucles d'asservissement ont une interaction mutuelle puisque chacune d'entre elles modifie une caractéristique de la chaîne qui déplace le pic de référence de l'autre. Le calcul complet offre peu d'intérêt.

On peut conclure que le stabilisateur à action directe est le plus simple et le meilleur du point de vue de la précision, donc de la stabilité des pics du spectre. Les autres exemples offrent des performances inférieures, dues à la perte d'information qu'occasionne la présence d'échantillonnage ou de seuil. Nous allons voir si cette conclusion se conserve après l'étude de l'influence des fluctuations statistiques des comptages sur les résolutions des pics.

RESOLUTION DES PICS STABILISES

V - 1 INTRODUCTION

Les différences des comptages des fenêtres découpées sur les pics de référence, et enregistrées par le stabilisateur ne proviennent pas seulement des dérives mais encore de «fluctuations statistiques». Nous avons déjà signalé l'existence de ces dernières (II - 1 - 2), mais rappelons qu'elles prennent naissance dans chacun des organes analogiques de la chaîne d'analyse. Remarquons que la loi régissant ces dispersions ne dépend pas de l'émission radio-active, puisque la source envoie des particules monoénergétiques. Des mesures de comptages montrent que ceux-ci sont soumis à des fluctuations poisonniennes.

Il en résulte des changements continuels du gain et de l'origine de l'échelle des énergies dans la chaîne d'analyse, ressemblant à un bruit (de nature complexe) car ils entraînent un élargissement des pics des spectres stabilisés, ceci dès qu'il y a stabilisation.

Dans le but de limiter cette conséquence fâcheuse de la stabilisation, demandons-nous si la limitation de la fréquence des changements du signal de correction apporte une amélioration.

Cette idée nous amène à comparer les performances de nos trois stabilisateurs en ce qui concerne les élargissements des pics, et en particulier celui qui sert de référence. Nous allons calculer l'équation F (x) de ce pic, stabilisé avec une boucle d'asservissement unique. Basée sur le calcul des probabilités, et en particulier sur la loi Binomiale, cette étude aboutit à des équations implicites complexes en F (x). Elles seront résolues grâce à l'utilisation d'un calculateur (IBM 7090) qui nous donnera les résolutions des pics, en fonction de l'asservissement utilisé et des différents paramètres.

V - 2 - 1 Définitions (VII)

Appelons : - Y (×) l'équation d'un pic, celui de référence par exemple, sans stabilisation ni dérive. Y (×) représente la probabilité pour une impulsion appartenant au pic de se classer à l'abscisse X; on écrit, par dédinition :

$$\int_{-\infty}^{+\infty} Y(\times)\, d\times = 1$$

- P (x) la probabilité pour que le pic considéré se translate de la valeur x, x étant ici un nombre pouvant prendre toutes les valeurs. Par définition on écrit encore :

$$\int_{-\infty}^{+\infty} P(x)\, dx = 1$$

- F (×) le pic réel obtenu en supposant une stabilisation et des dérives. F (×) représente encore la probabilité pour qu'une impulsion se classe dans l'abscisse ×.

Remarque : *nous supposons ici que les abscisses × peuvent prendre toutes les valeurs, et nous négligeons par conséquent la division en canaux du codeur de la chaîne d'analyse.*

V - 2 - 2 Equation des résolutions

Pour une valeur de x donnée, F (×) découle de Y (×) par simple translation, c'est-à-dire que F (×) = Y (× + x).

En réalité, F (×) résulte de la superposition de toutes les courbes Y (× + x) quand x prend toutes les valeurs. On écrit alors :

$$F(\times) = \int_{-\infty}^{+\infty} Y(\times + x) \cdot P(x) \cdot dx.$$

Cette relation est un produit de convolution; on connaît le résultat :

$(\sigma_F)^2 = (\sigma_Y)^2 + (\sigma_p)^2 - C.$

Le terme C dépend de la dissymétrie du pic et de la dérive; il vaut $2 \cdot \bar{x}_y \cdot \bar{x}_p$ (valeurs moyennes des répartitions de probabilité Y et P); (dans les cas réels il est pratiquement nul).

V - 2 - 3 Equation de P (x)

Pour déterminer σp, il faut connaître la courbe P (x). Remarquons que P (x) dépend directement de P ($x \pm \Delta x$) ou Δx représente le déplacement unité du pic, c'est-à-dire le pas de correction. Dans un cas général, on écrit que Δx peut prendre une infinité de valeurs ce qui permet d'établir la relation entre l'état d'un système quelconque et tous ses autres états possibles moyennant les probabilités de transition : $\Psi(\Delta x)$. $d(\Delta x)$. (Equation de FOKKER-PLANCK).

On écrit simplement que la probabilité P (x) est liée aux probabilités P ($x - \Delta x$) :

$$P(x) = \int_{-\infty}^{+\infty} P(x - \Delta x) \cdot \Psi(\Delta x) \cdot d(\Delta x)$$

Le but du calcul qui suit est la détermination de :

1) $\bar{x}p$, caractérisant la précision.
2) $\sigma^2 p$, caractérisant la perte en résolution.

V - 2 - 4 Unités réduites

Pour alléger les calculs et en faciliter la généralisation nous prenons les unités réduites suivantes :

- Les abscisses ne se mesurent pas en canaux mais en nombre de pas de correction;

- Les temps se mesurent en fonction de l'intervalle de temps séparant deux variations successives du signal de correction.

V - 3 - 1 Mise en équation

Mesurées en unités réduites, les transitions Δx ne sont que ± 1. On peut écrire :
$P(x) = P(x+1) \cdot \psi(+1) + P(x-1) \cdot \psi(-1)$.

A cette transition unité, il convient de rajouter la dérive α ramenée au niveau du pic de référence sur lequel on effectue les calculs. Donc :
$P(x) = P(x+1+\alpha) \cdot \rho_1 + P(x-1+\alpha) \cdot \rho_2$.

ρ_1 et ρ_2 représentent alors les surfaces des fenêtres quand le pic est déplacé de x; on admet qu'elles sont constantes entre deux corrections successives ce qui est vrai car en pratique $\alpha \ll 1$. On peut aisément calculer ρ_1 et ρ_2 sur un pic triangulaire (se référer à la figure IV - 2 - a de la page 29) :

$$\rho_1 = 0{,}5 + \frac{x+1}{2A} \qquad \rho_2 = 0{,}5 - \frac{x-1}{2A}$$

$$\text{où } A = \frac{2b - 2a - m}{2}$$

avec : 2b = largeur à la base du pic assimilé à un triangle
2a = distance entre les fenêtres
m = largeur d'une fenêtre.

Ces résultats sont normalisés, c'est-à-dire que la surface des fenêtres est égale à l'unité. En effet, les impulsions classées hors des fenêtres ne nous intéressent pas.

D'où l'équation finale donnant P (x) obtenue avec un développement de Taylor limité à deux termes, valable pour $\alpha \ll 1$:

$$P(x) = \tfrac{1}{2}\left(1 + \frac{x+1}{A}\right)\left[P(x+1) + \alpha \frac{dP(x+1)}{dx}\right]$$

$$+ \tfrac{1}{2}\left(1 - \frac{x-1}{A}\right)\left[P(x-1) + \alpha \frac{dP(x-1)}{dx}\right]$$

Par la méthode de la fonction génératrice, on obtient les résultats :

avec $A = \dfrac{2b - 2a - m}{2}$ $\qquad$ $\boxed{\bar{x}p = \alpha \cdot (A - 1)}$

$$\boxed{\sigma^2 p = \frac{A}{2} - \alpha^2 \cdot (A - 1)}$$

Remarque : *En cas de dérives, la perte en résolution, caractérisée par σp, diminue; on conçoit en effet que le stabilisateur agisse alors moins sous l'effet des fluctuations statistiques que sous l'effet des dérives.*
On peut vérifier que la valeur de $\bar{x}p$ correspond au résultat obtenu au IV - 1 - 5.

V - 4 - 1 Mise en équation

On reprend l'équation donnant P (x) : $P(x) = \int_{-M}^{+M} P(x - \Delta x) \cdot \psi(\Delta x)\, d(\Delta x)$.

On peut écrire ici, immédiatement, en unités réduites : $\Delta x = \pm C + \propto_1$.

où : C représente la variation du contenu de la première échelle, obtenue pendant l'intervalle de temps T séparant deux échantillonnages successifs.

$\propto 1$ représente la dérive pendant le même intervalle de temps T, et on suppose qu'elle ne varie que par échelons à chaque instant d'échantillonnage.

Si T est λ 1 fois plus important que l'intervalle de temps moyen séparant l'arrivée de deux impulsions successives dans les fenêtres ($\frac{1}{\mu}$); on peut écrire :

$\propto 1 = \lambda 1 . \propto$ où $\propto$ représente la dérive pour le stabilisateur à action directe.

D'autre part, il existe une relation entre T et τ, (τ est la constante de temps du stabilisateur-continu). On avait : (§ IV - 1 - II) :

$\tau = \frac{1}{K_1 K_2}$. On obtient aisément : $\tau = \frac{1}{\mu} \cdot \frac{1}{A}$

et, avec $T = \frac{\lambda 1}{\mu}$, on obtient : $T = \tau . \lambda 1 . \frac{1}{A}$

V - 4 - 2 Calcul de C.

On admet alors que ρ_1 et ρ_2, probabilités respectives qu'une impulsion se classe dans l'une ou l'autre fenêtre découpées sur le pic de référence, restent constantes pendant T, en première approximation. A chaque valeur de C, on attribue une probabilité P (C) le nombre C peut résulter d'un nombre $(C_1 + C)$ d'impulsions dans l'une des fenêtres associé à un nombre (C_1) dans l'autre fenêtre soit $(C + 2C_1)$ au total. Quand on se fixe ce total, la loi binomiale apparaît immédiatement car aux impulsions $(C_1 + C)$ est associée la probabilité ρ_1 et aux impulsions (C_1) la probabilité $\rho_2 = 1 - \rho_1$.

D'où la probabilité d'obtenir C : $[\psi(C)]_{(C+2C_1)} = \rho_1^{C+C_1} \cdot \rho_2^{C_1} \cdot N_{C+2C_1}^{C+C_1}$

avec $N_{C+2C_1}^{C+C_1} = \frac{(C + 2C_1)!}{(C + C_1)!\ C_1!}$

Et, en faisant varier $(C + 2C_1)$ entre sa limite inférieure, C et sa limite supérieure, l'infini :

$$\psi(X) = \sum_{C+2C_1=C}^{C+2C_1=\infty} \rho_1^{C+C_1} \cdot \rho_2^{C_1} \cdot N_{C+2C_1}^{C+C_1}$$

avec $\rho_1 = \frac{1}{2} - \frac{x - C + \propto 1}{2A}$

$\rho_2 = \frac{1}{2} + \frac{x + C + \propto 1}{2A}$

L'équation à résoudre s'écrit enfin :

$$P(x) = \sum_{C=0}^{C=\infty} P(x - C - \alpha 1) \cdot \psi(C)$$

Mais à chaque valeur C+2C1 de coups survenus pendant T, il faut affecter une probabilité P(c+2C1) régie par la loi de Poisson :

$$P(C+2C1) = \frac{\lambda 1^{C+2C1}}{C+2C1} \cdot (e^{-\lambda 1})$$

Chaque «transition» $\Delta x = C$ est donc associé à la probabilité P(C+2C1). L'équation donnant P (x) résulte alors d'une double sommation, la première indiquant que la transition C découle de toutes les combinaisons parmi C+2C1; la seconde montrant enfin tous les cas possibles pour C+2C1 :

$$P_{(x)} = \sum_{C+2C1=0}^{C+2C1=\infty} P(C+2C1) \left[\sum_{C=0}^{C=2C1+C} P(x+C+1) \cdot [\psi(c)] \right]$$

V - 4 - 3 Résultats

Une équation aussi complexe ne peut trouver de solution analytique simple; aussi l'avons-nous résolue sur un calculateur (IBM 7090) à partir d'un programme écrit en FORTRAN II. Voici un tableau de résultats pour A = 8 (en unités réduites); exemple : pour un pas de correction de 0,125 canal; on obtient A = 1 canal = $\frac{2b-2a-m}{2}$

Résultats en canaux

$\lambda 1$	$\alpha 1$	x	$\sigma^2 p$	$\bar{x}$	$\sigma^2 p$	α
	asservissement échantillonné			asservissement à action directe		
4	0	0	0,63	0	0.44	0
-	1	0.23	0.61	0.22	0.40	0.25
-	2	0.44	0.57	0.44	0.22	0.50
8	0	0	0.96	0	0.44	0
-	2	0.24	0.94	0.22	0.40	0.25
-	4	0.46	0.82	0.44	0.22	0.50
12	0	0	1.50	0	0.44	0
-	3	0.25	1.42	0.22	0.40	0.25
-	6	0.50	1.15	0.44	0.22	0.50

L'avantage est nettement marqué pour le stabilisateur à «action directe» en raison de la perte en résolution plus faible; les précisions dynamiques restent sensiblement identiques, comme le montrait d'ailleurs l'étude au chapitre IV.

V - 5 LE STABILISATEUR A SEUIL

Nous avons décrit un tel stabilisateur au paragraphe IV - 1 - IV; soit $N_1 + N_2 = N_B$ la limite à ne pas atteindre pour que la première échelle réversible contienne $N_1 - N_2 = N_A$; N_A et N_B sont les seuils. On utilise encore l'équation générale :

$$P(x) = \int_{M}^{+M} P(x - \Delta x) \cdot \psi(\Delta x) \cdot d(\Delta x) .$$

Dans le cas présent : $\Delta x = \pm 1 + \alpha_2$.
où $\alpha_2 = \lambda_2 \cdot \alpha$ avec λ_2 intervalle de temps moyen séparant deux corrections successives. En valeur moyenne, quand $N_B >> N_A$, on peut écrire : $\lambda_2 = N_A$ On peut donc décomposer l'équation générale en deux parties selon que le pic se déplace dans un sens ou dans l'autre :

$$P(x) = \psi(+1) \quad [P(x - 1) + \alpha_2 \cdot \frac{dP(x - 1)}{dx}]$$

$$+ \psi(-1) \quad [P(x - 1) + \alpha_2 \cdot \frac{dP(x + 1)}{dx}]$$

(voir paragraphe V - 3)
où $\psi(+1)$ et $\psi(-1)$ représentent les probabilités respectives d'atteindre $\pm N_A$ avant N_B.

V - 5 - 2 Calcul de $\psi(\pm 1)$

Il se produit une variation du signal de correction quand on atteint N_A pour $N_1 + N_2 \ll N_B$, soit N_o. La probabilité d'obtenir N_A quand on se fixe No, est encore régie par la loi binomiale :

$$[P(NA)]_{No} = C_{No}^{\frac{No + NA}{2}} \quad \rho_1^{\frac{No + NA}{2}} \quad \rho_2^{\frac{No + NA}{2}}$$

avec $\rho_1 = \frac{1}{2} - \frac{x - 1 - \alpha_2}{2A}$

$$\rho_2 = \frac{1}{2} + \frac{x + 1 - \alpha_2}{2A}$$

Pour obtenir $\psi(\pm 1)$ il faut faire varier No entre sa valeur la plus basse, N_A et sa valeur la plus haute, N_B; on obtient donc aisément :

$$\psi(+1) = \sum_{No = NA}^{No = NB} (C_{No}^{\frac{No + NA}{2}}) \; (\rho_2^{\frac{No + NA}{2}}) \; (\rho_1^{\frac{No - NA}{2}})$$

$$\psi(-1) = \sum_{No = NA}^{No = NB} (C_{No}^{\frac{No + NA}{2}}) \; (\rho_1^{\frac{No + NA}{2}}) \; (\rho_2^{\frac{No - NA}{2}})$$

V - 5 - 3 Résultats

Comme pour le cas du stabilisateur à échantillonnage, on utilise le calculateur IBM 7090, avec un programme écrit en FORTRAN II. Les résultats sont les suivants, pour A = 8 (en unités réduites).

tableau V - 5 - a : Comparaison avec le stabilisateur «à action directe»
tableau V - 5 - b : Variation du seuil N_A
tableau V - 5 - c : Variation du seuil N_B

TABLEAU V - 5 - a
A = 8
Résultats exprimés en canaux pour un pas de correction de 0.125 canal

N_A	N_B	$\propto$	$\bar{x}$	$\sigma^2 p$	$\propto$	$\bar{x}$	$\sigma^2 p$
2	5	0	0	0.20	0	0	0.44
		0.2	0.1	0.21	0.1	0.08	0.43
		0.5	0.25	0.20	0.25	0.20	0.40
3	5	0	0	0.16	0	0	0.44
		0.2	0.11	0.18	0.07	0.06	0.43
		0.5	0.30	0.18	0.17	0.15	0.41
3	15	0	0	0.16	0	0	0.44
		0.2	0.06	0.17	0.07	0.06	0.43
		0.5	0.19	0.17	0.17	0.15	0.41
	Asservissement à seuils			«à action directe»			

TABLEAU V - 5 - b
A = 8
Résultats exprimés en canaux pour un pas de correction de 0.125 canal
N_B = 15

$N_A = 3$	$\propto$	0	0.1	0.2	0.3
	$\bar{x}$	0	0.03	0.06	0.09
	$(\sigma p)^2$	0.160	0.163	0.165	0.167
$N_A = 6$	$\propto$	0	0.2	0.4	0.6
	$\bar{x}$	0	0.08	0.20	
	$(\sigma p)^2$	0.125	0.132	0.140	
$N_A = 9$	$\propto$	0	0.3	0.6	0.9
	$\bar{x}$	0	0.36	0.52	0.68
	$(\sigma p)^2$	0.090	0.130	0.115	0.055

TABLEAU V - 5 - c

A = 8

Résultats exprimés en canaux pour un pas de correction de 0.125 canal

	$N_A = 3$		
N_B	$\propto 2$	x	$\sigma^2 p$
5	0 0.5	0 0.3	0.165 0.172
10	0 0.5	0 0.2	0.160 0.170
15	0 0.5	0 0.16	0.157 0.165
25	0 0.5	0 0.13	0.154 0.163
30	0 0.5	0 0.12	0.153 0.163

	$N_A = 6$		
N_B	$\propto 2$	$\bar{x}$	$\sigma^2 p$
12	0 0.5	0 0.33	0.12 0.13
18	0 0.5	0 0.21	0.12 0.13
24	0 0.5	0 0.16	0.12 0.13
30	0 0.5	0 0.13	0.12 0.13

Ces résultats, qu'il est inutile de traduire en courbes à causes dès variations faibles de $\bar{x}$ et σp, peuvent se résumer ainsi :

- La précision est légèrement moins bonne que le stabilisateur à action directe; la perte en résolution est plus réduite.

- Quand N_B augmente, à N_A constant, les résultats s'améliorent, du point de vue précision; la résolution varié très peu, mais dans un sens favorable. Le seuil unique serait donc suffisant. (VII - 4).

V - 6 CONCLUSION

Cette étude des pertes en résolution qu'entraîne la stabilisation des spectres est négligeable quand il s'agit d'un détecteur à scintillations (quelques pour cent) et très faible pour les spectres enregistrés avec un détecteur à semi-conducteur (environ 10 pour cent).

D'autre part, le gain apporté dans ce domaine par l'introduction d'éléments non linéaires dans une stabilisation n'atteint pas 50 %. Nous réaliserons donc l'appareil à action directe qui est le plus simple, donnant la stabilisation la meilleure, et dont les pertes en résolution ne préoccupent pas les utilisateurs de détecteurs à scintillations.

Nous retiendrons pour ce qui suit les résultats simplifiés :

précision	$\bar{x} = \alpha . A.$
résolution	$\sigma^2 = \sigma o^2 + A (0,5 - \alpha^2).$

CHAPITRE VI

ETUDE EXPERIMENTALE DES STABILISATEURS DE SPECTRES

VI - 1 INTRODUCTION

Avant de passer à la construction d'un stabilisateur de spectres basé sur l'étude théorique des chapitres IV et V, il convient de vérifier expérimentalement les résultats obtenus à l'aide de quelques expériences simples.

Pour réaliser des mesures, il nous faut un stabilisateur; grâce à des éléments d'usage courant au C.E.A. d'une part, et à quelques circuits élémentaires d'autre part, nous avons pu réaliser l'asservissement du gain d'une chaîne d'analyse à détecteur par scintillations. L'appareil comporte un seuil réglable de 1 coups à 5 coups. Le cas de l'échantillonnage est éliminé.

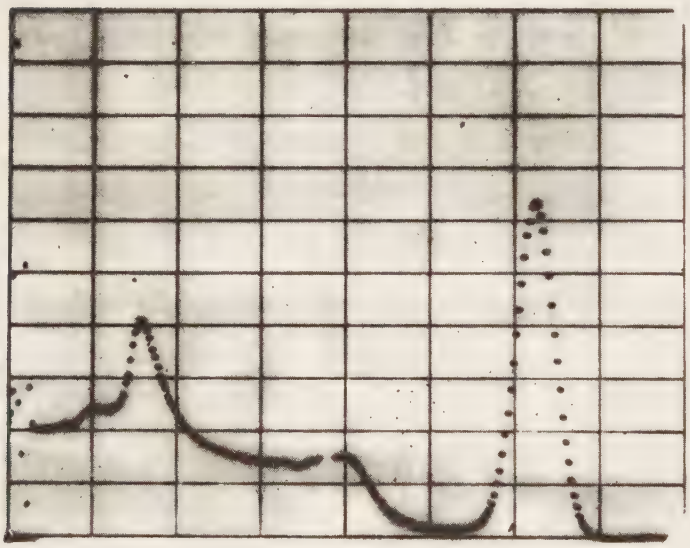
Il s'agit donc de vérifier d'une part les performances théoriques du stabilisateur à action directe et d'autre part de confirmer que tout autre stabilisateur amène une stabilisation moins bonne et une perte en résolution à peine moins importante, ceci sous l'action de dérives du type «rampe» principalement.

VI - 2 - 1 La Chaîne d'analyse

Elle se compose des éléments suivants :

- Source radioactive : Cs^{137}, 2 μ Curie. (pic photoélectrique à 0,66 MeV)
- Sonde C.E.A. (détecteur à scintillation NaI + Tl)
  photomultiplicateur 53 AVP RADIOTECHNIQUE
  préamplificateur à tubes).
- Amplificateur type 2 MHz C.E.A. (à tubes).
- Alimentation haute tension : ALS 302 C.R.C.
- Convertisseur d'amplitudes type 210 T.M.C. (modifié pour délivrer les informations numériques dans le mode parallèle).
- Bloc mémoire à 1024 canaux B.M. 24 INTERTECHNIQUE

Le spectre obtenu à l'allure suivante : (fig. VI - 2 - a)



Abscisses : 256 canaux pour 8 divisions

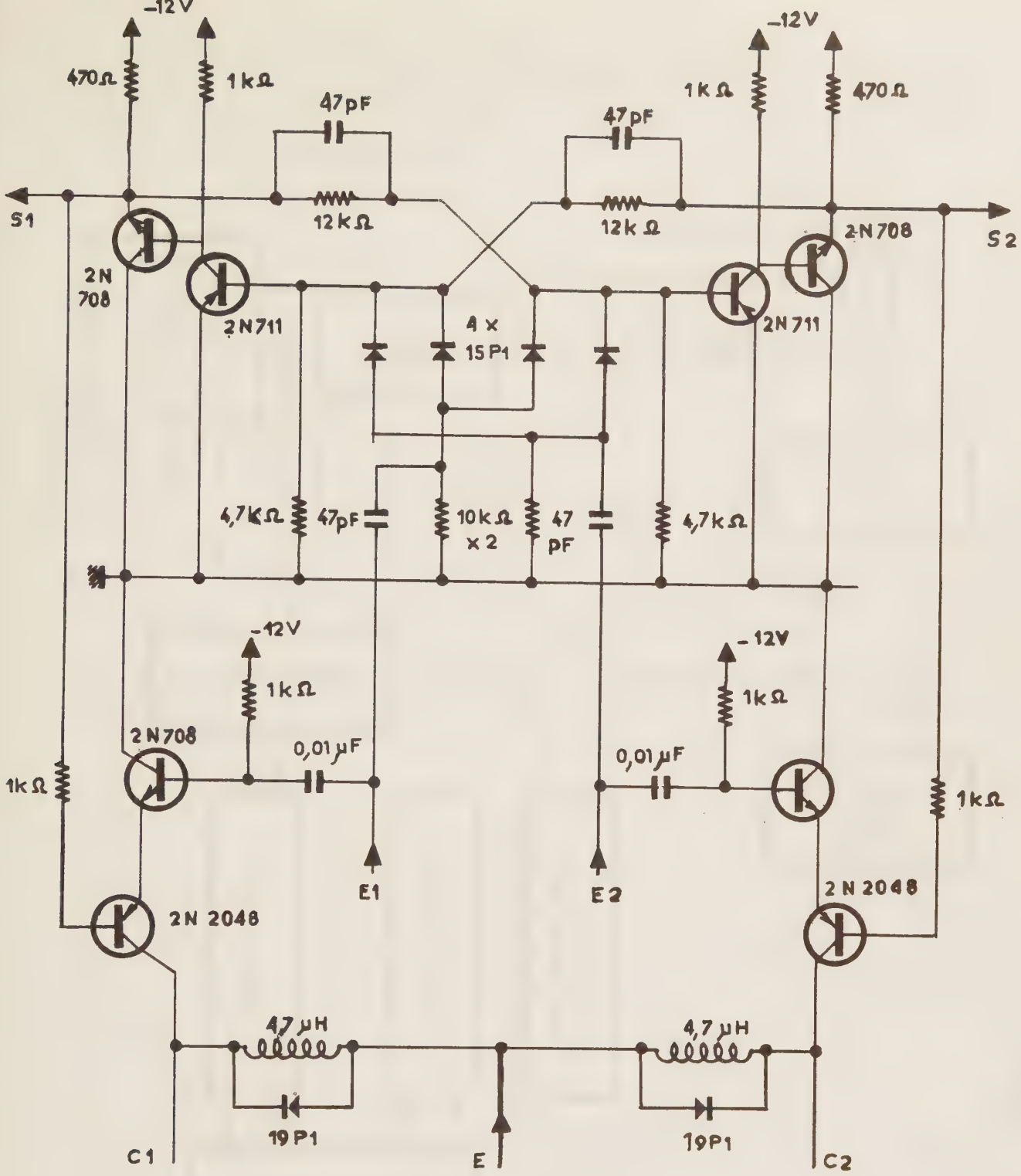
Ordonnées : 50.000 coups pour 10 divisions

VI - 2 - 2 Le stabilisateur

A - Nous allons réaliser un stabilisateur numérique possédant un seuil réglable de 1 à 5. Il se compose des éléments suivants :

- Un sélecteur de canaux numérique, ou conditionneur
- Deux échelles réversibles (vitesse maximale 100 KHz) construites au C.E.A. et comprenant 12 bascules chacune (fig. VI - 2 - b).
- Un réglage de seuil sur $|N_1 - N_2|$ construit spécialement, variable de 1 à 5 (voir le § IV - 1 - 4)
- Un réseau de conversion numérique - analogique connecté à la seconde échelle réversible, permettant une variation de la tension de correction entre - 6 et + 6 volts en respectivement et au choix : 255, 511 et 1023 échelons.
- La contre réaction s'effectue au niveau de l'alimentation haute tension, une modification très simple permettant en effet d'injecter la tension de correction en série avec la haute tension. Celle-ci étant réglée à environ 1000 volts, on obtient une variation relative du gain de 12 %.

Le schéma fonctionnel correspondant est donné page 45, fig. VI - 2 - b. Le détail des circuits offre peu d'intérêt car ils sont classiques et leurs performances sont très limitées.



CIRCUIT CEA N° 60583
BASCULE ET 2 COÏNCIDENCES
Fig : VI 2_b

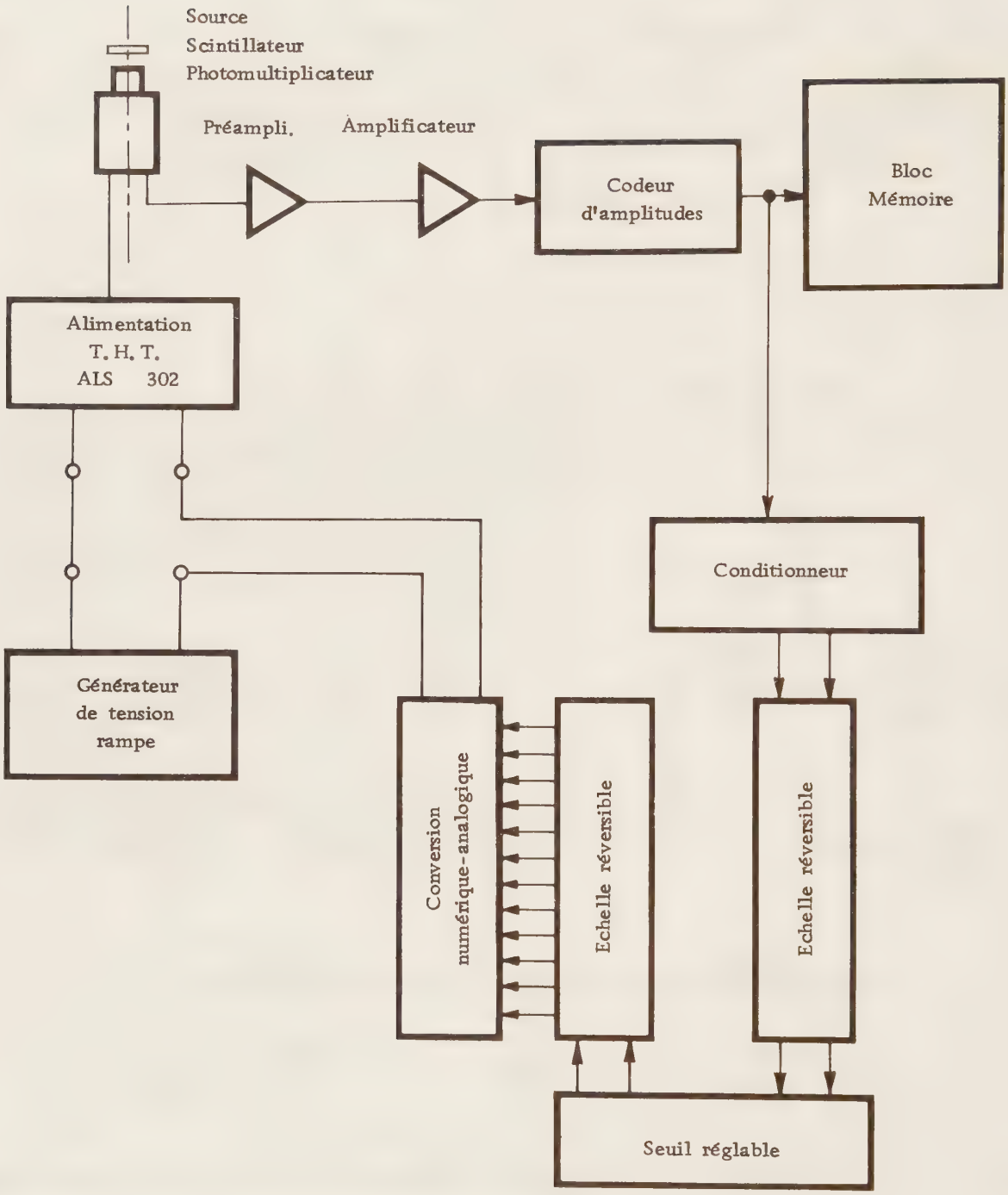
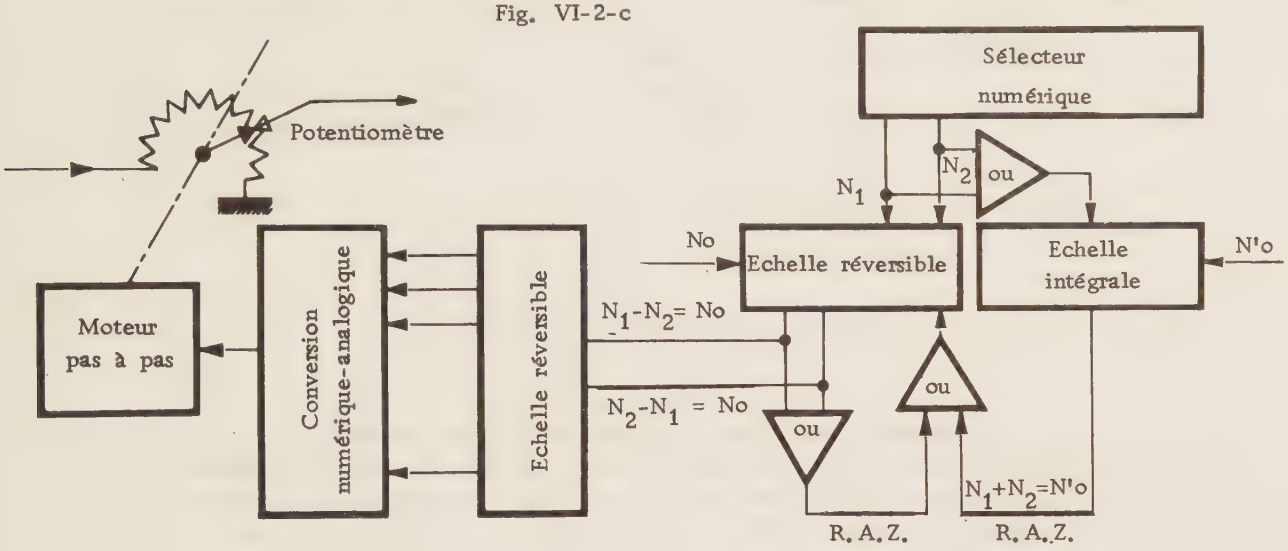

Source
Scintillateur
Photomultiplicateur
Préampli.
Amplificateur
Codeur
d'amplitudes
Bloc
Mémoire
Alimentation
T. H. T.
ALS 302
Conditionneur
Générateur
de tension
rampe
Conversion
numérique-analogique
Echelle réversible
Echelle réversible
Seuil réglable

Fig. VI-2-b

B - Nous allons également effectuer quelques mesures avec le stabilisateur STABIMAT construit par la société H.V.L. Cet appareil, du type numérique, possède un seuil réglable No comme il est décrit au IV - 1 - 4. En plus, on y trouve un second seuil N'o commandant une échelle appelée intégrale; toutes les fois où N'o = $(N_1 + N_2)$ la première échelle réversible se remet à zéro; la figure VI - 2 - c représente ce dispositif, simplifié :

Fig. VI-2-c



Le réglage préconisé consiste à afficher $No = \sqrt{N'o}$ - on admet, en se référant à des fluctuations poissonniennes, que des différences de comptages inférieures à No sont dues aux fluctuations en majeure partie.

Les déplacements de pics et les variations de résolution sont d'une fraction de canal dans les cas habituels. Nous aurons par exemple :

- abscisse du pic photoélectrique du Cs^{137} : canal 200

$b = 20$ canaux $\quad a = 15$ canaux $\quad m = 1$ canal

$n = 100$ cps/min $\quad p = 0,04$ canal (maxi)

$\alpha = 0,1$

$$\dot{x} = \alpha . \frac{2b - 2a - m}{2} = 0,1 . \frac{40 - 30 - 1}{2} \quad \bar{x} = 0,45 \text{ cl.}$$

$\sigma^2 p \neq\neq 2,25 (C\times)^2$ pour un pic de $\sigma = 8\ C\times$ $\quad \Delta\sigma = 1,9\ \%$

Les mesures doivent porter sur le plus grand nombre de canaux possible afin de diminuer l'erreur relative commise; on constate que deux mesures identiques faites sur deux enregistrements différents ne donnent pas le même résultat, à cause des fluctuations statistiques des comptages. (VII - 5). Rappelons deux théorèmes de base, relatifs aux calculs de moyenne effectués sur des populations :

- Les résultats des mesures effectuées sur un grand nombre d'expériences identiques sont dispersés selon une courbe de Gauss d'écart - type σ_1 .

- Si σ est l'écart type du pic dont on calcule l'abscisse, et N le comptage total sur lequel on effectue la mesure, on peut écrire la relation :

$$\sigma_1 = \frac{\sigma}{\sqrt{N}}$$

D'autre part, on admet les rèles pratiques suivantes :

- Une moyenne effectuée sur dix mesures donne un résultat entaché d'une erreur de mesure négligeable.

- 96 % des mesures doivent rester dans une plage d'erreur telle que $3\sigma_1$ soit inférieur à 10 % de la grandeur à mesurer. (96 % de la surface d'une courbe de Gauss est comprise dans l'intervalle $\pm 3\sigma$).

En conclusion, si on veut mesurer des déplacements et des pertes de résolution de 0,05 canal sur le pic photoélectrique dont le σ vaut 8,2 canaux, on aura : $3\sigma_1 < 0,005$

$$\sigma_1 < \frac{8,2}{N}$$

$N > 40\ 000$ coups.

Le calcul des abscisses est analogue à celui d'un centre de gravité.

D'où $\bar{x}p = \frac{\epsilon\ xi\ Ni}{\epsilon\ Ni}$

et le calcul des résolutions s'effectue comme pour un moment d'inertie :

$$\sigma^2 = \sigma^2\gamma + \sigma^2 p = \frac{\epsilon\ (xi)^2 . Ni}{\epsilon\ Ni} - (\bar{x})^2$$

Ces calculs sont effectués sur le calculateur IBM 7090 du service de calcul électronique du C.E.N. Saclay.

VI - 4 - 1 Le stabilisateur à action directe

Le réglage de l'appareil ($N_A = 0$) a donné les valeurs suivantes :

b = 20 canaux a = 16 canaux m = 1 canal d'où A = 3,5
p = 1/30è canal n(fenêtres) = 480 cps/minute

Tableau de résultats
(moyennes effectuées sur 10 enregistrements)

Unités réduites α	Canaux X	Canaux x	Canaux σ
0	199.17	- 0	8.76
0.03	11	- 0.06	8.76
0.06	00	- 0.16	54
0.10	198.75	- 0.42	47
0.20	52	- 0.65	52
0.40	197.93	- 1.24	26

Les fenêtres étant situées aux canaux 184 et 216, les calculs sont effectués sur un nombre de canaux allant de 178 à 222; l'abscisse du pic sans dérives ne se trouve pas au canal 200, ce qui permet de lui attribuer une dissymétrie de 0,8 canal.

La courbe théorique : $x = \alpha . A = 3,5 . \alpha$ nous montre que les points expérimentaux se trouvent dans une zone d'erreur de ± 0,06 canal, sauf celui pour lequel $\alpha = 0,4$ (courbe VI - 4 - b).

En ce qui concerne les résolutions, la relation théorique $\sigma^2 = \sigma o^2 + \sigma p^2 - 2 \bar{x} . \bar{x}p$ nécessite la connaissance de σo. A partir des mesures, on calculera la valeur moyenne de σo; celle-ci servira ensuite à calculer le σ^2. On a : $\bar{x}p = 3,5 . \alpha \bar{x} = 0,83$ canal ($\bar{x}$ caractérise la dissymétrie du pic photo-électrique).
D'où : $\sigma^2 = \sigma o^2 + 1,75 - 3,5 . \alpha^2 - 5,8 . \alpha$
ou encore : $\sigma^2 \neq \sigma o^2 + 1,75 - 5,8 \alpha$ (en négligeant $3,5 \alpha^2$)

Tableau des résultats

α	σ (mesuré) en canaux	σo (calculé) en canaux	σo moyen
0	8,56	8.45	
0.03	45	35	
0.06	54	45	8.41
0.10	47	40	
0.20	52	48	
0.40	26	32	

On calcule σ à partir de cette valeur de σo; d'où la courbe théorique : $\sigma^2 \neq\neq 70.5 - 5{,}8 \propto$.

La courbe VI - 4 - c montre une médiocre concordance entre points mesurés et courbe théorique. Il faut remarquer que les $\Delta \sigma$ sont très faibles et sont perturbés par des dérives extérieures inconnues. Ces mesures prendront une signification avec les chaînes à haute résolution : (exemple : b = 5 canaux) (cf; chapitre VIII).

VI - 4 - 2 Le stabilisateur à seuil simple

Nous avons mesuré les déplacements de pics et les résolutions, en fonction des dérives, pour deux valeurs de N_A : 3 et 5 coups. N_B n'existant pas peut être considéré comme infini. Les résultats sont donnés en comparaison avec les déplacements prévus par la théorie ($\bar{x}T$).

Les réglages sont ceux du paragraphe précédent : b = 20 canaux a = 16 canaux m = 1 canal
A = 3,5 canaux p = 1/30è cl n = 480 cps/min

Tableau des résultats

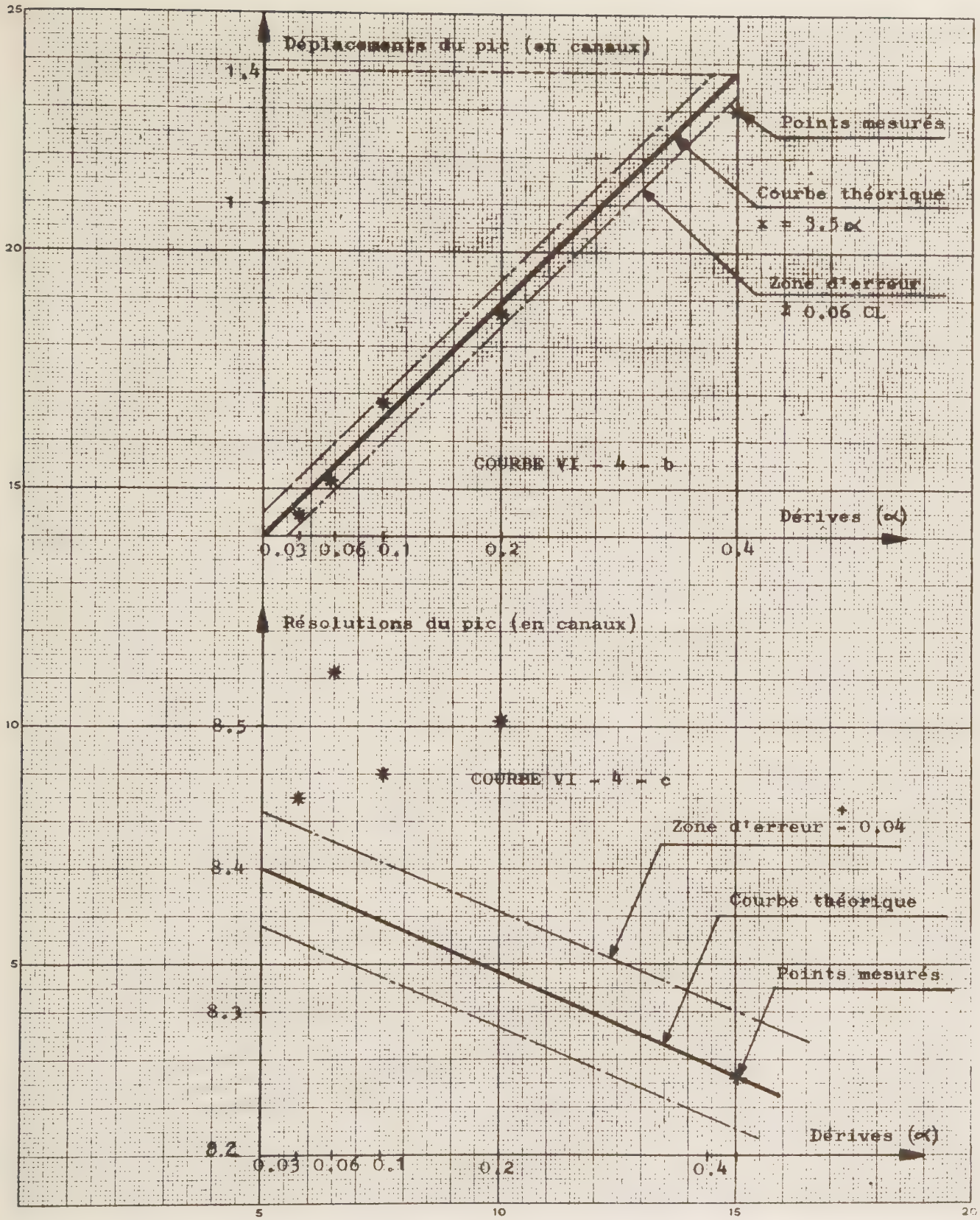
$N_A = 3$	$\propto_1$	$\bar{x}E$	σE	$\propto$	$\bar{x}T$	σ sans dérive pour le stabilisateur «continu»
	0	0	8.46	0	0	
	0.07	0.74	8.45	0.21	0.73	
	0.27	2.95	8.17	0.80	2.83	
$N_A = 5$	$\propto$	$\bar{x}E$	σ	$\propto$	$\bar{x}T$	$\sigma = 8{,}56$ canaux (mesuré)
	0	0	8.25	0	0	
	0.07	0.92	8.25	0.35	1.05	
	0.27	3.30	8.15	1	3.5	

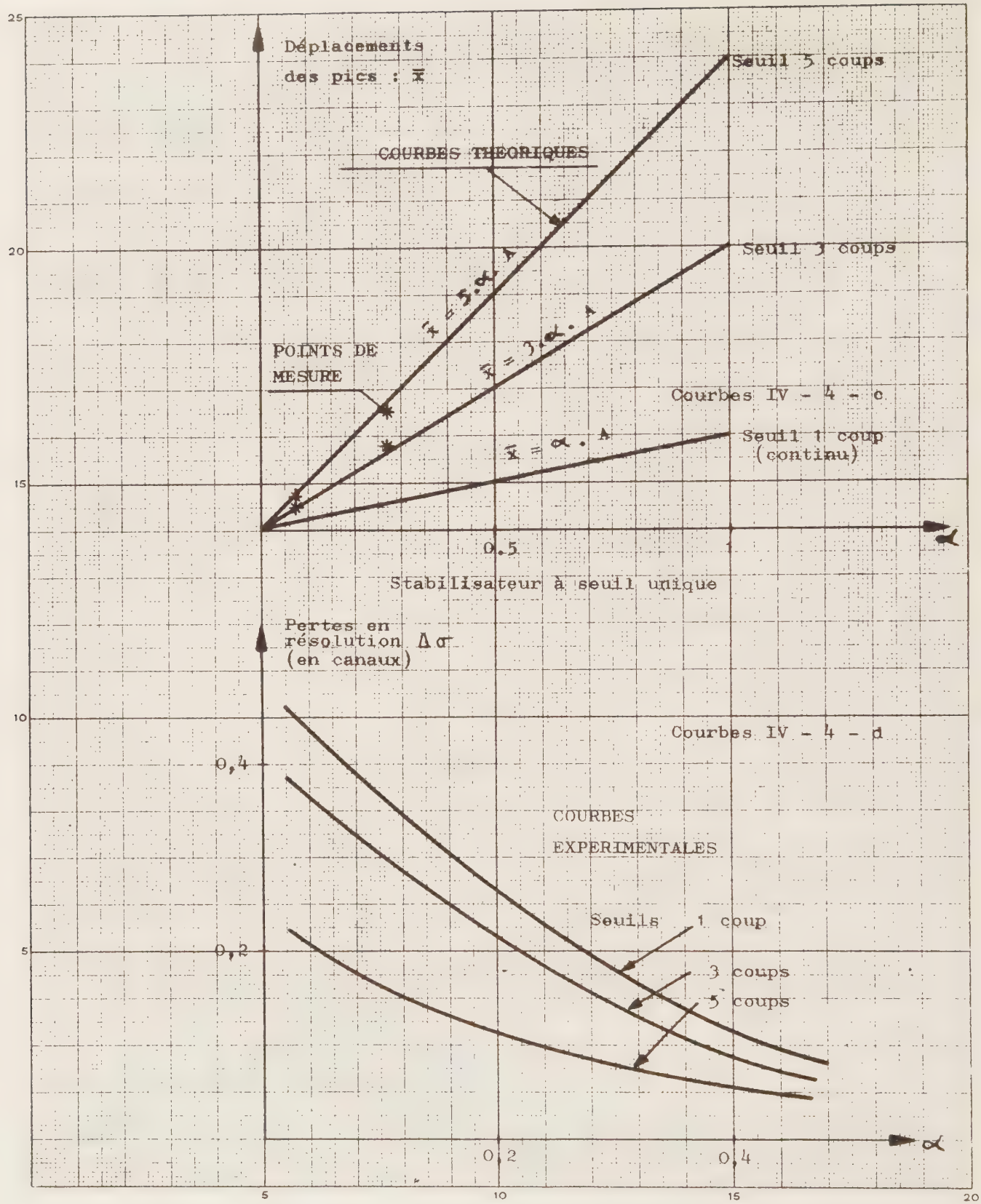
La valeur de $\propto$ se déduit de celle de $\propto_1$ par la multiplication : $\propto = \propto_1 . N_A$ - (voir le chapitre IV - 1 - 4). On constate une très bonne correspondance entre les résultats expérimentaux ($\bar{x}E$) et théoriques ($\bar{x}T$).

On ne peut comparer exactement les résultats théoriques et expérimentaux concernant les résolutions; on constate néanmoins une évolution analogue dans les deux cas : $\sigma 1$ diminue quand N_A augmente, ou quand $\propto$ augmente. Les courbes VI - 4 - c et VI - 4 - d résument ces conclusions.

VI - 4 - 3 Le stabilisateur à seuil double

Les essais ont été menés avec le stabilisateur de spectres STABIMAT de la société H.V.L. Il s'agissait ici de vérifier l'influence d'un seuil N_B appliqué à une échelle intégrale $(N_1 + N_2)$; nous avons constaté qu'en augmentant N_B, la précision s'améliore et la résolution ne varie guère. Voici un exemple de résultats :


Déplacements du pic (en canaux)
1,4
1
Points mesurés
Courbe théorique
x = 3,5 ∝
Zone d'erreur
± 0,06 CL
COURBE VI - 4 - b
Dérives (∝)
0,03 0,06 0,1 0,2 0,4
Résolutions du pic (en canaux)
8,5
8,4
8,3
8,2
COURBE VI - 4 - c
Zone d'erreur = 0,04
Courbe théorique
Points mesurés
Dérives (∝)
0,03 0,06 0,1 0,2 0,4
5
10
15
20
25


Déplacements des pics : $\bar{x}$
Seuil 5 coups
COURBES THEORIQUES
Seuil 3 coups
POINTS DE MESURE
$\bar{x} = 5.\alpha . A$
$\bar{x} = 3.\alpha . A$
Courbes IV - 4 - c
Seuil 1 coup (continu)
$\bar{x} = \alpha . A$
0.5
1
α
Stabilisateur à seuil unique
Pertes en résolution $\Delta\sigma$ (en canaux)
Courbes IV - 4 - d
0,4
COURBES EXPERIMENTALES
Seuils 1 coup
3 coups
5 coups
0,2
0,2
0,4
α
5
10
15
20
25

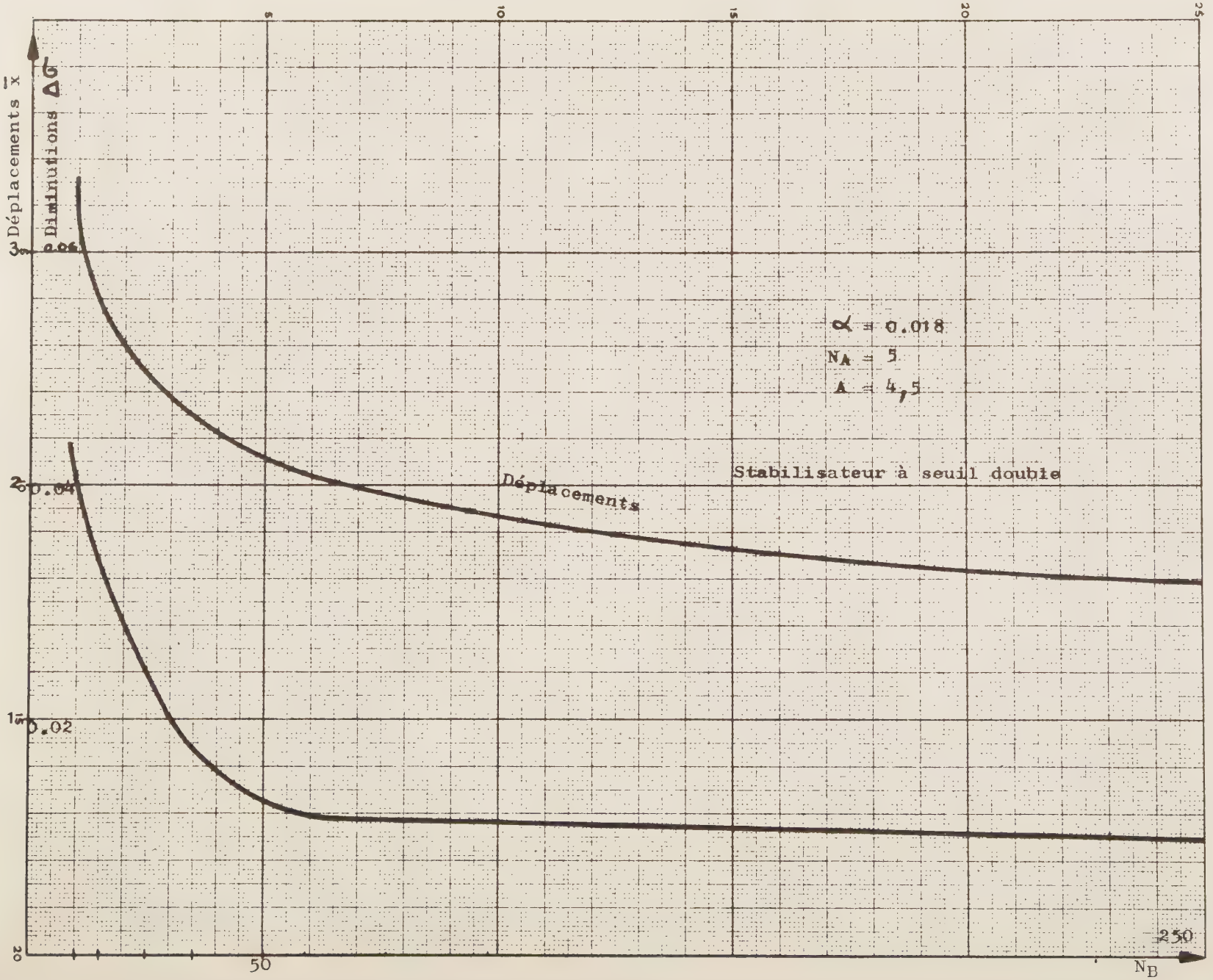

Déplacements $\bar{x}$
Diminutions $\Delta\sigma$
0.06
0.04
0.02
5
10
15
20
25
50
250
N_B
$\alpha = 0.018$
$N_A = 5$
$A = 4,5$
Stabilisateur à seuil double
Déplacements

Tableau de mesures

$N_A = 5$ $b = 12$ $a = 7$ $m = 1$ $n = 800$

(stabilisation sur le spectre Po + Be).

N_B	Dérive nulle		Dérive $\alpha = 0.018$	
	$\bar{x}$	σ	$\bar{x}$	σ
10	0	4.93	0.31	4.89
15		4.93	0.27	4.90
25		4.92	0.21	4.896
35		4.92	0.21	4.90
255		4.90	0.20	4.89

VII - 5 CONCLUSION

Les mesures ont permis de vérifier les évaluations théoriques, ou tout au moins l'allure des lois d'évolution des précision et résolution en fonction des dérives. Les mesures des variations de la résolution qui restent très faibles, ne peuvent en fait prendre une signification que pour des pics à haute résolution. (voir chapitre VIII).

D'autre part, ces mesures permettent de constater le fait évident qu'un seuil unique amène une précision moins bonne, mais des pertes en résolution guère plus mesurables que les précédentes.

Enfin, elles montrent qu'avec un seuil double, une élévation du niveau du second seuil (échelle intégrale) améliore les performances du stabilisateur. On tend alors vers le cas du seuil unique.

En conclusion, nous pouvons affirmer que du point de vue précision le stabilisateur à action directe est le meilleur, tandis que du point de vue résolution les avantages apportés par une complication de l'appareillage sont négligeables.

CHAPITRE VII

REALISATION DU STABILISATEUR DE SPECTRES SPECTROSTAB

VII - 1 GENERALITES

VII - 1 - 1 Principes de base

Le stabilisateur de spectres présenté ici, que nous avons appelé SPECTROSTAB, appartient à la famille numérique; il est du type à action directe, c'est-à-dire que toute impulsion classée par la chaîne d'analyse dans une des fenêtres entraîne un déplacement unité du spectre enregistré. (voir le chapitre III - 3).

L'appareil comporte deux boucles d'asservissement; la première utilise un pic de référence à haute énergie et réagit sur le gain de la chaîne d'analyse; la seconde se réfère à un pic à basse énergie et réagit sur l'origine de la chaîne d'analyse.

L'origine du pic à haute énergie peut être quelconque; si un blocage du stabilisateur est nécessaire, il peut être facilement réalisé (voir le chapitre III - 4). Le pic à basse énergie est artificiel; il provient de l'appareil lui-même.

VII - 1 - 2 Performances théoriques

A la suite des chapitres IV et V nous résumons ici les résultats auxquels il faut s'attendre avec ce stabilisateur;

α est la dérive en unités réduites ramenée au niveau du pic dont on veut connaître les variations d'abscisse.

$A = \frac{2b - 2a - m}{2}$ dépend du pic de référence et des fenêtres qui y sont découpées; on définit :

2b = largeur à la base
2a = distance entre les fenêtres
m = largeur d'une fenêtre

- Déplacement du pic : x — $x = \alpha \cdot A$.
- Résolution du pic : σ — résolution théorique : σo (sans stabilisation, sans dérives)

$$\sigma^2 = \sigma o^2 + A\,(0{,}5 - \alpha^2)$$

VII - 2 - 1 Problèmes posés par les liaisons avec les chaînes d'analyse

Dans la réalisation d'un appareil tel qu'un stabilisateur de spectres, on doit chercher à en faciliter l'adaptation aux chaînes d'analyse existantes et couramment utilisées; dans tous les cas, la liste des problèmes posés (pour un stabilisateur numérique) est la suivante :

- Il faut admettre les informations numériques délivrées par le codeur, selon les modes série et parallèle. Le premier mode implique la notion de fréquence des impulsions d'horloge du codeur, qui actuellement n'excède pas 20 MHz (Codeur du type C.A. 13 INTERTECHNIQUE). Le stabilisateur doit accepter cette fréquence.
- L'amplificateur à gain commandé de la bascule d'asservissement du gain de la chaîne ne doit pas perturber les qualités des autres amplificateurs.
- La contre réaction sur le gain et sur l'origine doit s'effectuer de façon simple, sans modification de la chaîne d'analyse.
- Nous exigeons, de plus, et pour notre cas particulier de stabilisation excellente, un temps mort du stabilisateur (constante de temps d'évolution du signal de correction quand une information numérique est délivrée par le codeur inférieur au temps mort le plus faible des codeurs d'amplitude. (nous obtiendrons en fait environ 5 μs).

Le prototype du SPECTROSTAB que nous avons construit ne satisfait pas entièrement à ces impératifs en ce qui concerne la contre réaction sur l'origine.

VII - 2 - 2 Les quatre parties du SPECTROSTAB

Le stabilisateur SPECTROSTAB comprend quatre parties fonctionnelles distinctes, réalisées respectivement en quatre tiroirs d'encombrement identique, du type 2/8 du standard RENATRAN utilisé au C.E.A.

A - Le sélecteur de canaux numérique

Cet organe est commun aux deux boucles d'asservissement (gain et origine). Il reçoit les informations numériques délivrées par le codeur d'amplitude et permet le choix des quatre fenêtres découpées sur les pics de référence; il fournit enfin les comptages correspondants à ces fenêtres.

B- L'asservissement du gain

Ce second tiroir possède la propriété d'intégrer la différence des comptages des fenêtres du pic de référence à haute énergie, comptages issus du tiroir précédent. Cet asservissement transforme le résultat de l'intégration en un signal analogique propre à piloter le gain d'un amplificateur à gain variable.

C - Le simulateur de spectre

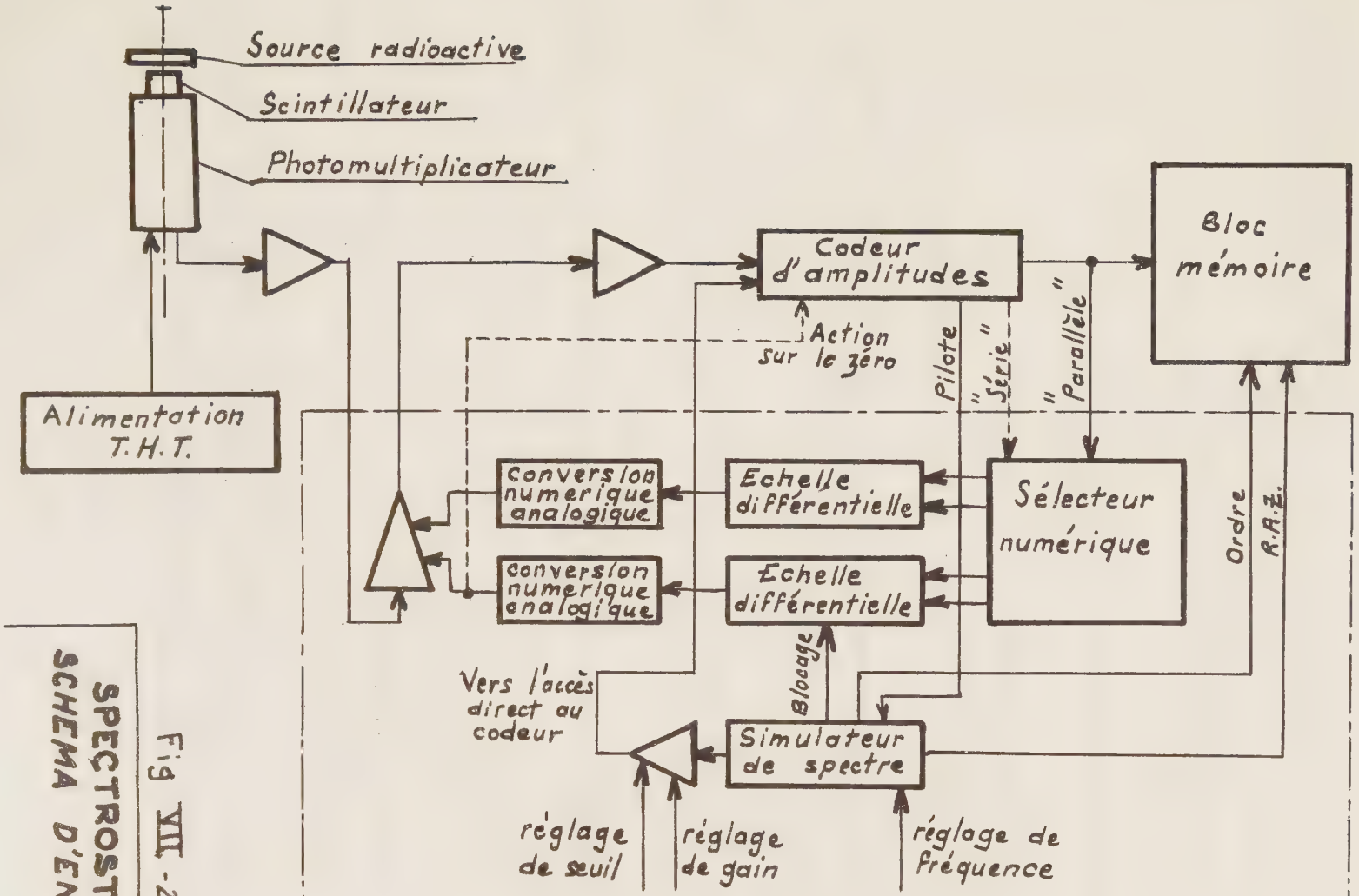
Si on ne dispose pas d'un pic de référence aux basses énergies, on utilise cette troisième partie du SPECTROSTAB; ce simulateur fournit des trains d'impulsions d'amplitudes stables, qui, analysés par un codeur d'amplitudes (du type C.A. 13 INTERTECHNIQUE), font apparaître un pic de forme spéciale dans la mémoire de la chaîne d'analyse. Ce tiroir possède quelques circuits logiques supprimant la mise en mémoire de ce pic si on le désire tout en conservant son analyse par le codeur d'amplitudes.

D - L'asservissement de l'origine

Ce quatrième et dernier tiroir intègre la différence des comptages des fenêtres du pic de référence à basse énergie, comptages issus du tiroir «sélecteur de canaux numérique». Ce second asservissement transforme le résultat de l'intégration en un signal analogique, qui, après passage

dans un amplificateur «opérationnel», est envoyé sur l'entrée en continu d'un codeur d'amplitudes de type C.A. 13 INTERTECHNIQUE.

Nota : *Les circuits intégrés utilisés dans la réalisation du SPECTROSTAB sont décrits dans l'annexe A II. On peut trouver le schéma fonctionnel complet de l'appareil page suivante (fig. VII - 2 - a).*



SPECTROSTAB
SCHEMA D'ENSEMBLE

Fig VII-2-a

VII - 3 LE SELECTEUR DE CANAUX NUMERIQUE

VII - 3 - 1 Définition

Rappelons que ce sélecteur doit délivrer un signal toutes les fois où un nombre qu'il reçoit est compris entre des limites prédéterminées.

L'appareil décrit permet de fixer huit limites grâce à une matrice de programmation (à broches porte-diodes), ce qui détermine les quatre fenêtres nécessaires au stabilisateur. Cette matrice comporte douze lignes permettant ainsi d'atteindre le nombre 4095.

Les nombres N introduits dans le sélecteur se présentent :
- Sous forme de nombres binaires naturels à 12 digits dans le mode parallèle.
- Ou en une suite de N impulsions.

Les limites affichées font partie des fenêtres.

VII - 3 - 2 Principe de fonctionnement

A - Fonctionnement de l'ensemble

Il s'agit de comparer successivement le nombre N avec huit limites appelées L_1, L_2... L_8 (fig. VII - 3 - a).

Le sélecteur commence par L_8, limite la plus élevée et la séquence se déroule suivant l'organigramme suivant (fig. VII - 3 - b) :

Dans le cas le plus défavorable $N < L_1$, le temps mort du sélecteur est d'environ 3,5 μs. Nous l'avons fixé à 5 μs dans tous les cas en portant la largeur des signaux de sortie à 0,5 μs.

B - Le comparateur

La comparaison proprement dite N avec une limite L s'effectue selon un processus classique. On peut écrire :

$$N = n_{11} \cdot 2^{11} + n_{10} \cdot 2^{10} + \ldots + n_i \cdot 2^i + \ldots + n_o \cdot 2^o$$

$$L = 1_{11} \cdot 2^{11} + 1_{10} \cdot 1^{10} + \ldots + 1_i \cdot 2^i + \ldots + 1_o \cdot 2^o$$

En commençant par les digits de poids élevé : 2^{11}, puis 2^{10}... on recherche un cas où $n_i = 1$ et $1_i = 0$ ($N > L$) ou inversement $n_i = 0$ et $1_i = 1$ ($N < L$). A cet effet, on teste les produits logiques $n_i \cdot 1_i$ et $n_i \cdot 1_i$ par des circuits ET.

Un signal de commande définit les instants d'ouverture des circuits correspondants au poids 2^i. Il se propage si $n_{11} = 1_{11}$, vers les poids faibles et ainsi de suite jusqu'au rang i tel que $n_i \neq 1_i$. L'ensemble de ces circuits que nous appelons comparateur, possède trois sorties S, E et I dont l'une change d'état selon les valeurs relatives de N et de L (fig. VII - 3 - c).

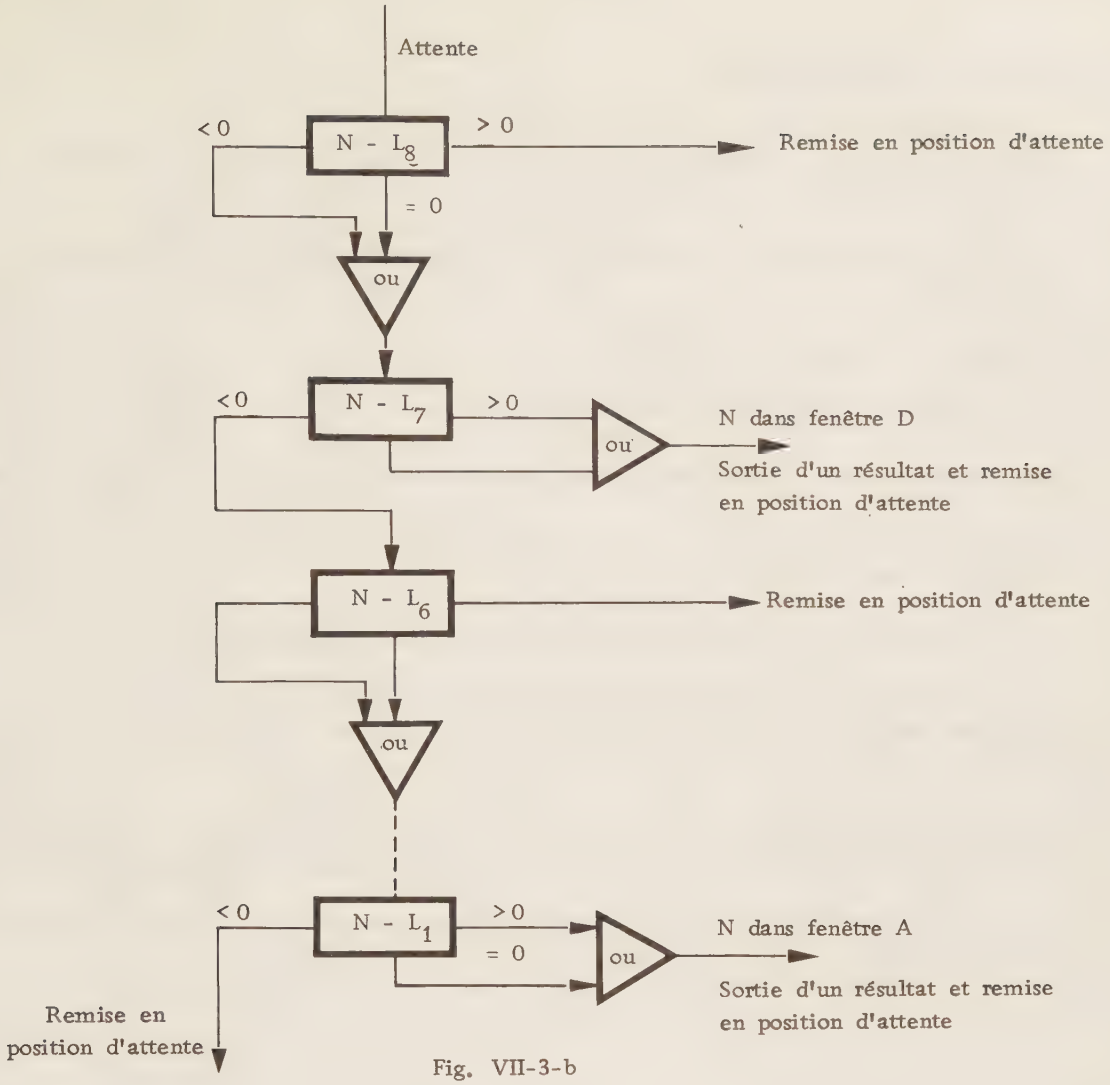


Fig. VII-3-b

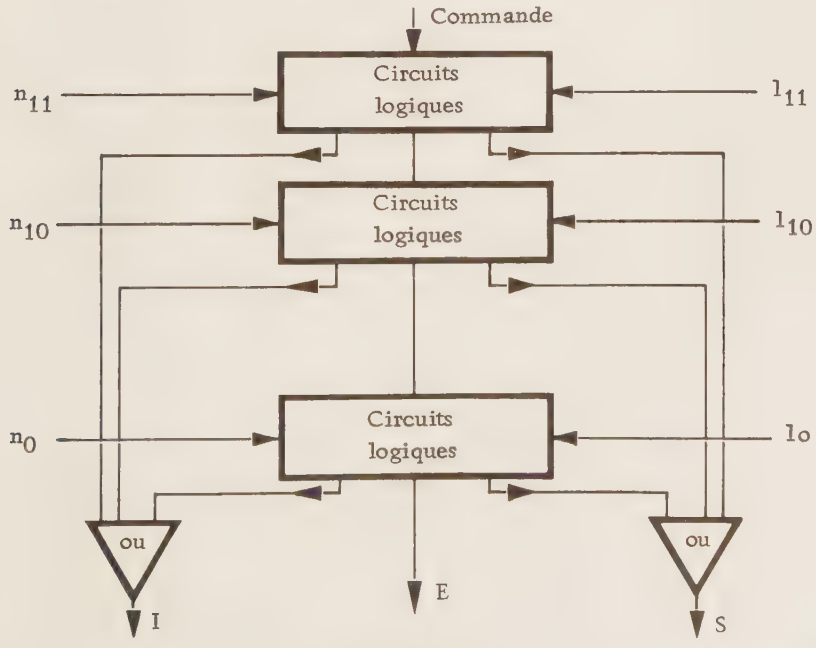


Fig. VII-3-c

VII - 3 - 3 Schémas logiques

Le sélecteur numérique comporte les organes suivants :

- 13 portes d'entrée avec l'adaptation des signaux aux niveaux - 1,55 volt et - 0,75 volt correspondant aux circuits intégrés.

- Un registre B1 comportant 12 bascules pouvant fonctionner en mémoires indépendantes ou en échelle de comptage.

- Un registre B2 composé de 12 bistables.

- Un groupe de 12 cellules de comparaison.

- Un compteur octal (de 1 à 8) permettant les transferts successifs de L_8, L_7 ... dans le registre B2.

- Une logique de commande de ces divers organes, qui détermine les séquences selon les différentes valeurs de N par rapport à L.

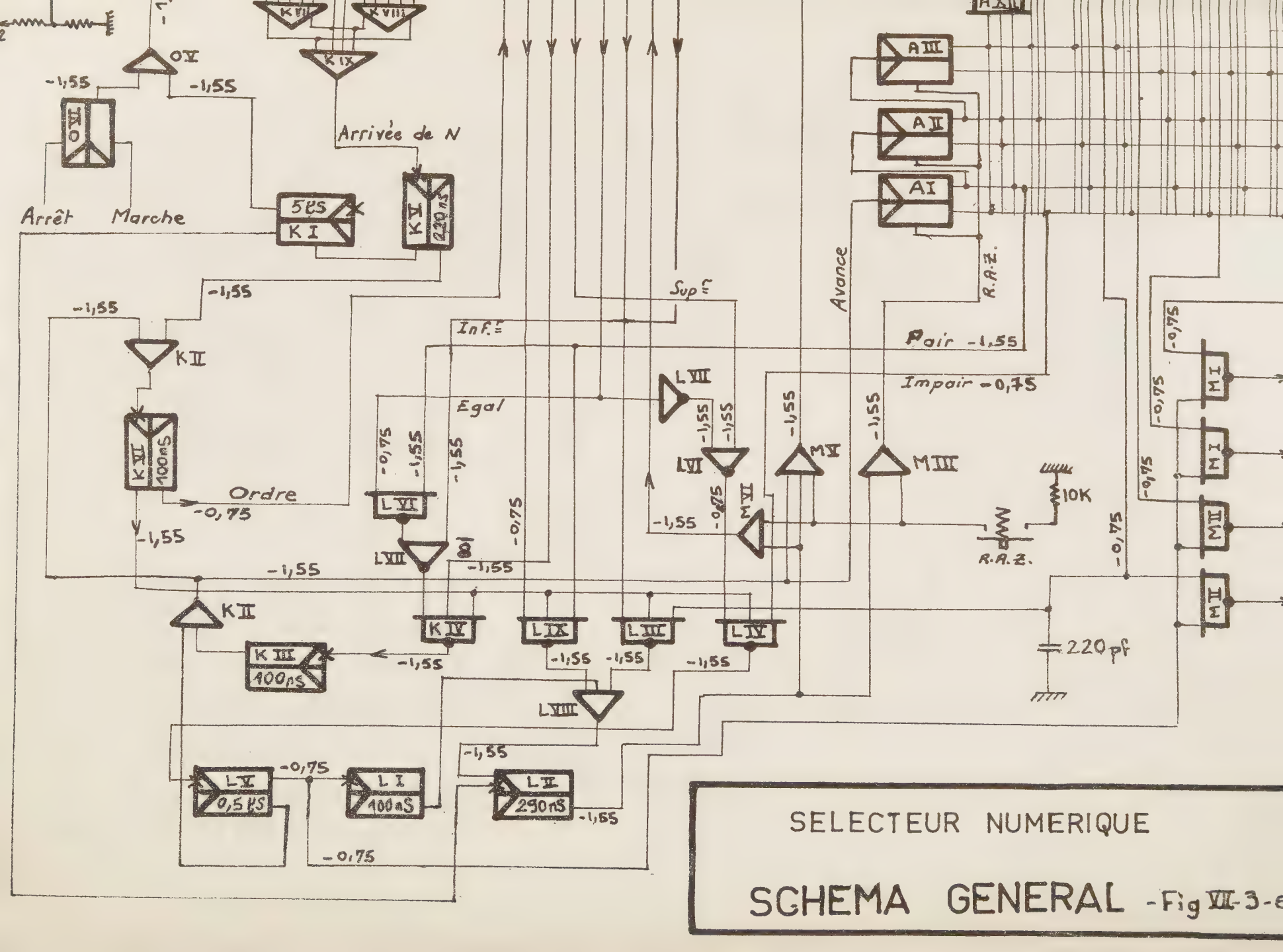
La figure VII - 3 - d représente le schéma fonctionnel de l'ensemble.

La figure VII - 3 - e montre le détail de tous les circuits. (On trouve l'explication des symboles utilisés en annexe). Le schéma de détail correspond au schéma fonctionnel en ce qui concerne la disposition des circuits.

Il existe des circuits auxiliaires d'intérêt secondaire non représentés ici permettant une visualisation des entrées/sortie et la vérification du bon fonctionnement du sélecteur numérique.

Pour de plus amples détails, on peut se reporter utilement à une communication privée concernant cet appareil*.

* Rapport DEG/SIN. Saclay septembre 1966. N° 2017/1169


SELECTEUR NUMERIQUE
SCHEMA GENERAL - Fig VII-3-e
Arrivée de N
Arrêt
Marche
Avance
R.A.Z.
Sup =
Inf =
Egal
Ordre
Pair -1,55
Impair -0,75
10K
220 pf
5µS
0,5 µS
100 nS
290 nS
230 nS
-1,55
-0,75

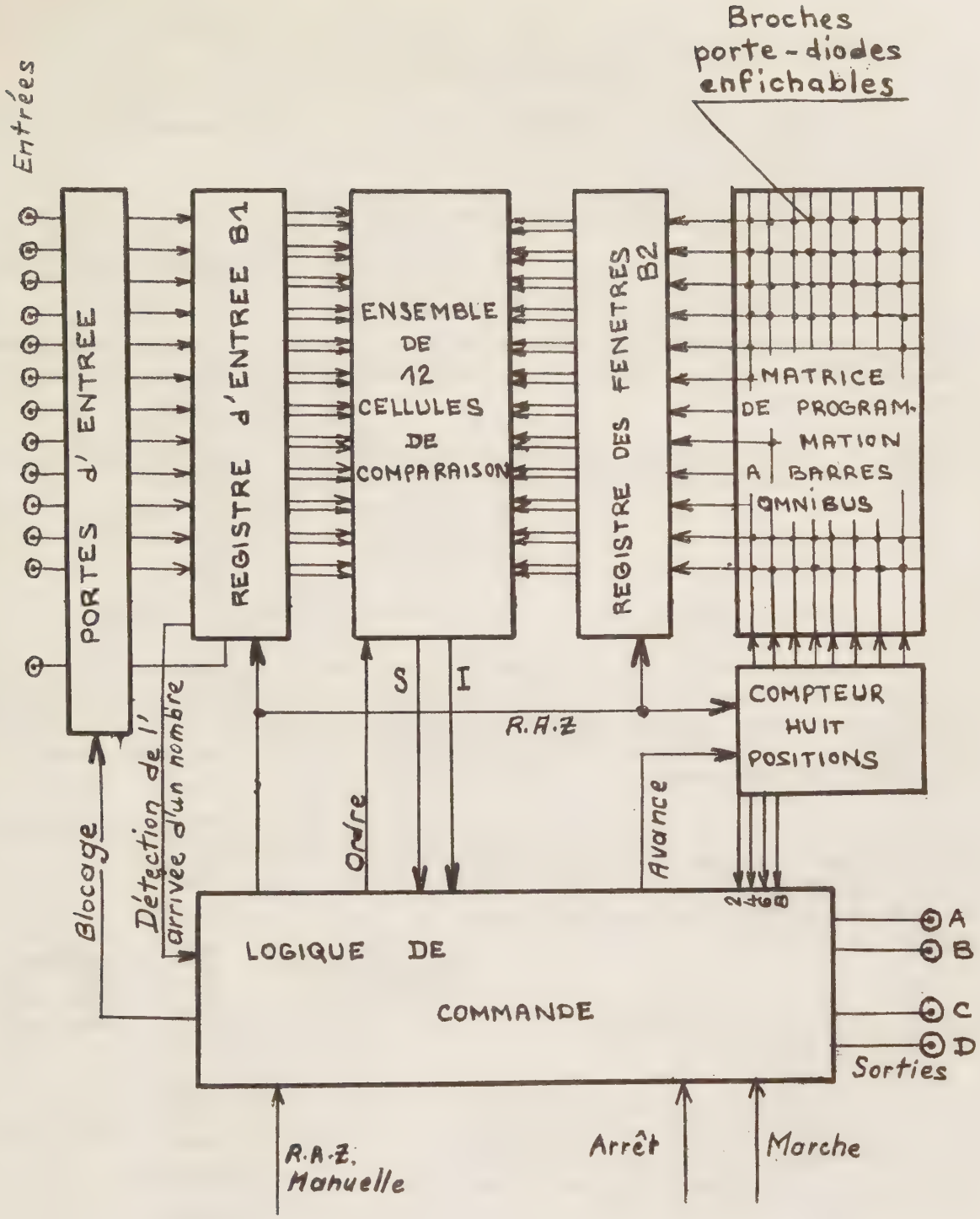


Fig VII-3-d

SPECTROSTAB

SELECTEUR NUMERIQUE

Schéma d'ensemble

VII - 4 - 1 Définition

Le rôle de cette première boucle d'asservissement est triple :

A - Intégrer la différence des comptages issus des deux fenêtres C et D découpées sur le pic de référence à haute énergie par le sélecteur de canaux numériques

B - fournir une tension proportionnelle à cette différence de comptage. La loi de proportionnalité de cette conversion numérique - analogique, bien que ne devant pas être rigoureuse, se trouve être le cas le plus simple.

C - atténuer les impulsions analysées par le codeur d'amplitudes d'une valeur proportionnelle à cette tension. On trouvera donc les organes suivants : - une échelle réversible
- une conversion numérique - analogique
- un amplificateur à gain variable.

VII - 4 - 2 L'échelle réversible

Elle comporte 12 bascules réunies par des portes dont l'état est déterminé par le fait que l'on compte ou que l'on décompte et par les positions des bascules. Chaque cellule se dessine comme l'indique la fig. VII - 4 - a. La fréquence maximale de fonctionnement d'une telle échelle dépend du nombre de cellules. Dans notre cas, elle est supérieure à 1 MHz (temps de transit des signaux à travers 12 portes = 72 nanosecondes).

La mise à zéro est telle que l'échelle contienne 2047 coups; des dispositifs de blocage l'empêchent de dépasser sa capacité vers 0 et vers 4095. En cas de dépassement virtuel, un voyant s'allume (figure VII - 4 - b)

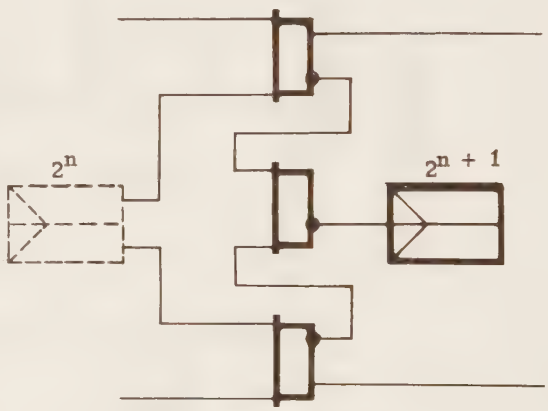


Fig. VII-4-a

VII - 4 - 3 La conversion numérique - analogique

Nous avons adopté, pour chaque bascule, le principe classique de la commutation des courants par des diodes (fig. VII - 4 - b). Ceci permet d'obtenir des courants suffisamment élevés, grâce à l'emploi d'une référence à + 30 volts.

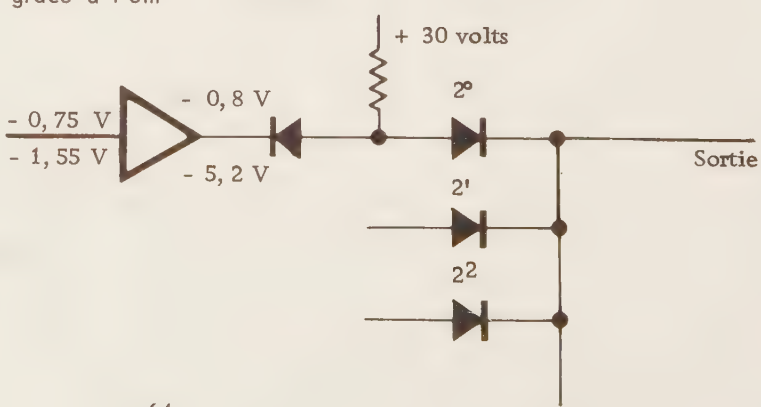


Fig. VII-4-b

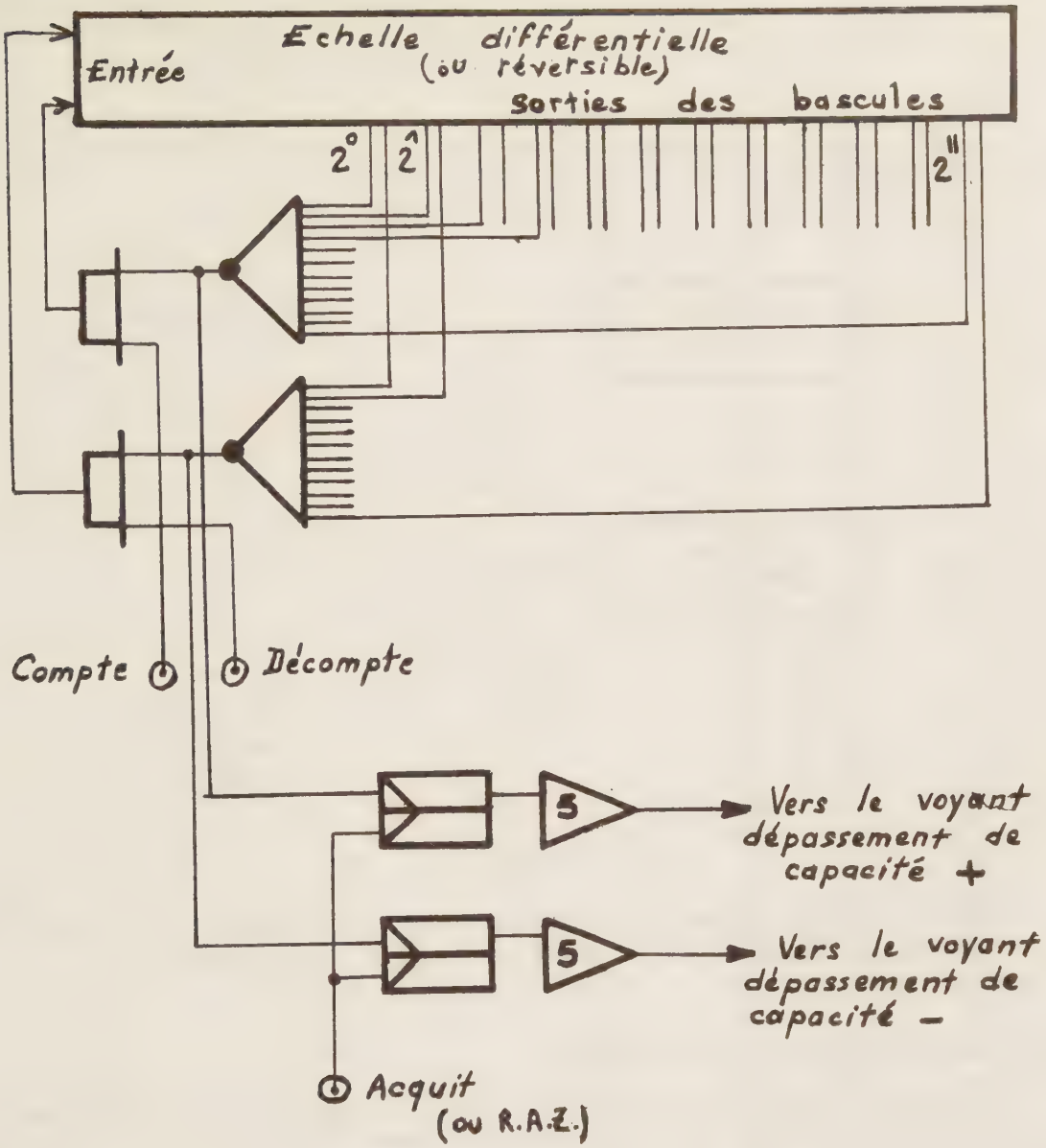


Fig VII-4-b

Circuits de blocage

SPECTROSTAB
ECHELLE
DIFFERENTIELLE

Théoriquement, il suffirait de placer 12 résistances en progression géométrique pour effectuer cette opération. Mais on aboutit à des valeurs trop élevées pour les poids faibles.

En plus, nous avons assemblé les 12 bascules en deux groupes de six, dont les résistances vont de 50 KΩ à 1,5 MΩ. Les groupes sont réunis par une autre résistance de telle façon que leurs tension sont divisées dans un rapport 1/64. (fig. VII - 4 - c).

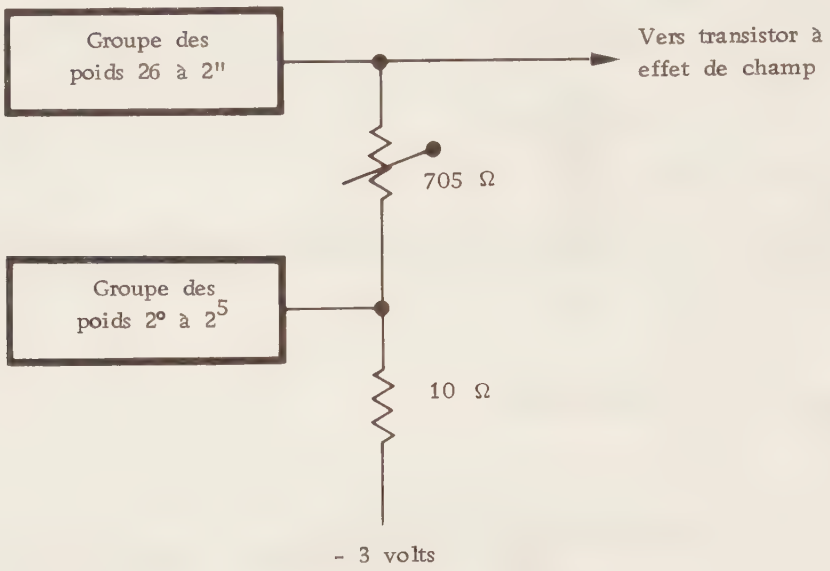


Fig. VII-4-c

Les résistances sont à haute stabilité afin de conserver la linéarité de la conversion en fonction de la température. On obtient une tension variant de - 2 à - 3 volts en 4096 échelons.

VII - 4 - 4 L'amplificateur à gain commandé

Un transistor à effet de champ 2N 2609 placé dans la boucle de contre-réaction d'un amplificateur à trois étages permet d'obtenir une variation de gain d'environ 30 % (de 0,85 à 1,15). La résistance Drain/Source varie en effet de 250 à 500 Ω quand la tension grille/source passe de 0 à 1 volt; la relation résistance/tension est d'autre part très linéaire à condition que les impulsions qui se présentent sur le drain ne dépassent pas 1 volt d'amplitude par rapport à la source. D'où l'obligation de placer cet amplificateur après le préamplificateur de la chaîne d'analyse. Le schéma fonctionnel de cet amplificateur se résume comme suit (fig. VII - 4 - d).

Le gain se calcule aisément avec un tel schéma en supposant un gain élevé en boucle ouverte. Les caractéristiques obtenues sont les suivantes :

- Bande passante 25 MHz
- Linéarité différentielle ± 0,5 %
- Impulsions comprises entre ± 1 volt
- Bruit négligeable
- Gain variable entre 0,85 et 1,15.

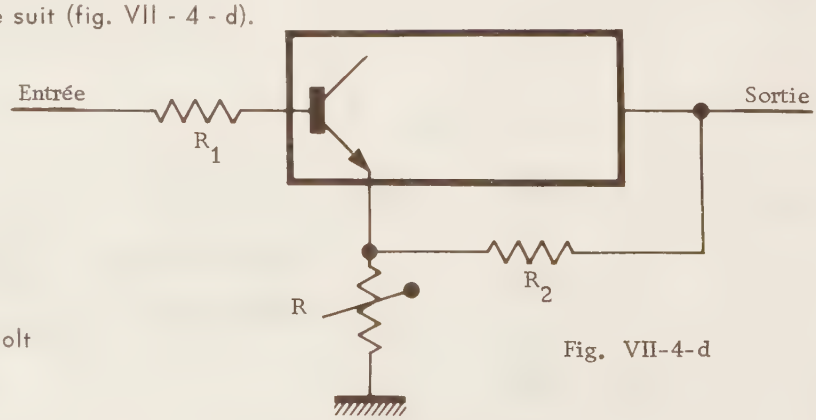
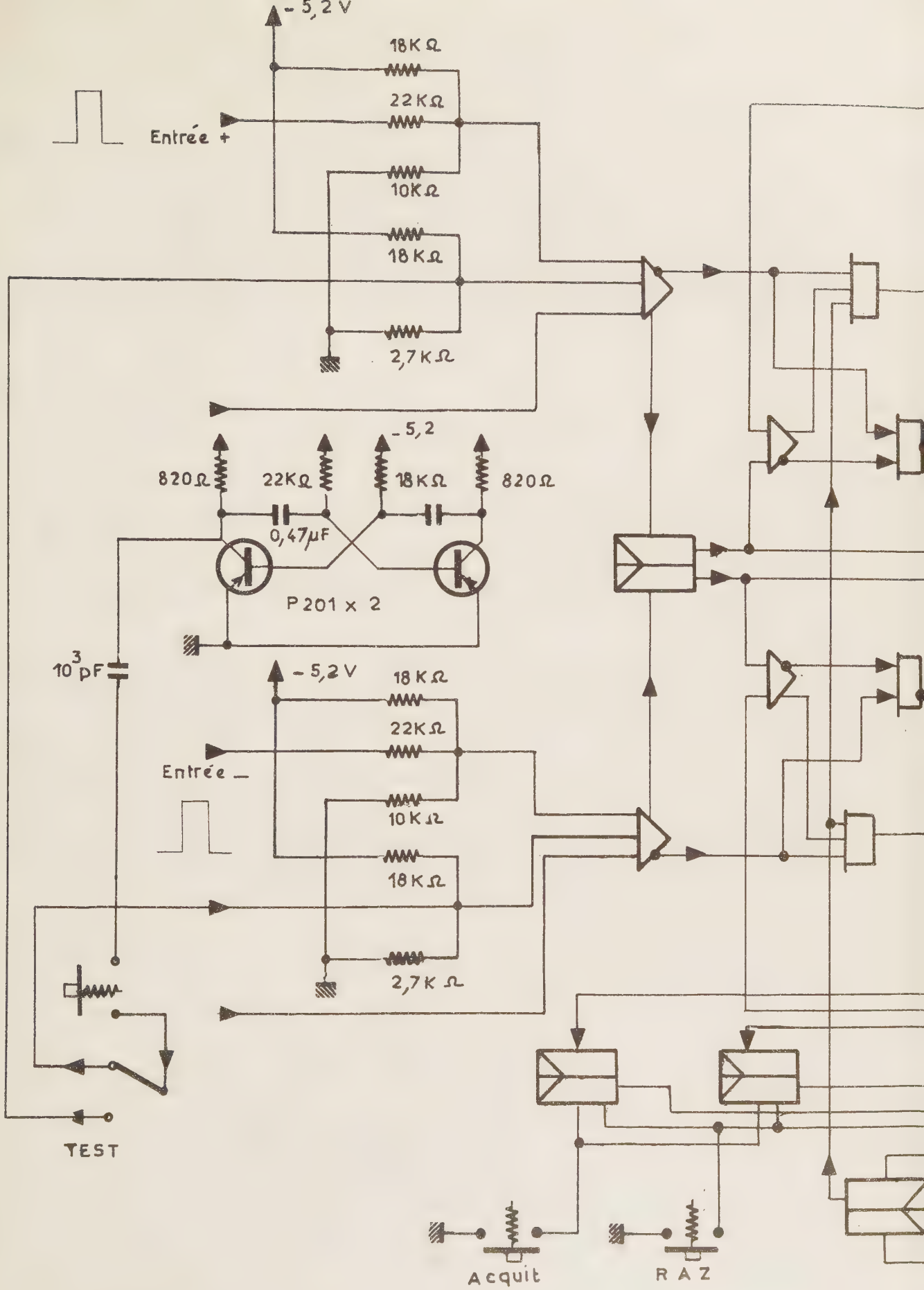


Fig. VII-4-d

Le schéma détaillé de cet asservissement du gain se trouve page 66 , fig - 4 - c.


- 5,2 V
18 KΩ
22 KΩ
Entrée +
10 KΩ
18 KΩ
2,7 KΩ
- 5,2
820Ω
22KΩ
18 KΩ
820Ω
0,47µF
P 201 x 2
10³ pF
- 5,2 V
18 KΩ
22KΩ
Entrée —
10 KΩ
18 KΩ
2,7 K Ω
TEST
Acquit
R A Z

VII - 5 LE SIMULATEUR DE SPECTRE

VII - 5 - 1 Définition

Son rôle consiste à délivrer des trains d'impulsions récurrentes, d'amplitudes stables, qui forment un pic aux basses énergies dans la mémoire de l'analyseur multicanaux.

Une commande «de visualisation» en permet la vérification; normalement, on ne doit pas mettre en mémoire ces signaux. D'autre part, les impulsions délivrées par le simulateur et transformées en nombres par le codeur d'amplitudes doivent commander l'asservissement de l'origine, à l'exclusion de toute autre.

VII - 5 - 2 Description

On peut distinguer :

A - Une partie numérique formant des trains d'impulsions récurrents.

B - Une conversion numérique-analogique transformant ces amplitudes égales en amplitudes différentes mais stables.

C - Des circuits auxiliaires de pilotage de la mémoire de l'analyseur multicanaux et de l'asservissement de l'origine.

VII - 5 - 3 Circuits numériques

Le schéma fonctionnel de la page 59 (fig. VII - 5 - c) nous en montre l'organisation; on trouve ;
- un multivibrateur à fréquence variable
- une commande arrêt-marche
- une échelle de comptage à 5 bascules, comptant de 0 à 31
- un pas à pas de quatre bistables
- huit portes dont les changements d'état s'effectuent par groupe de deux toutes les 2, 6, 14 et 30ième impulsions; le pic formé par le simulateur présente alors des comptages en progression géométrique, et à la forme suivante quand on le visualise sur le bloc mémoire : fig VII - 5 - a

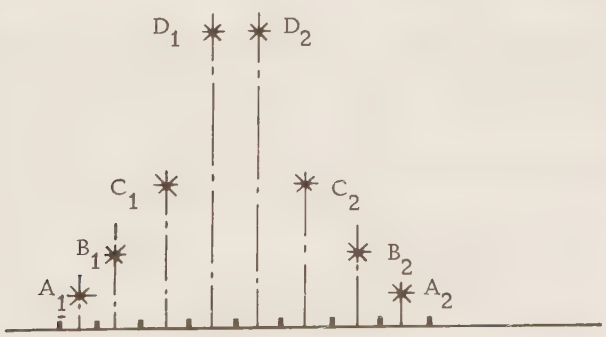
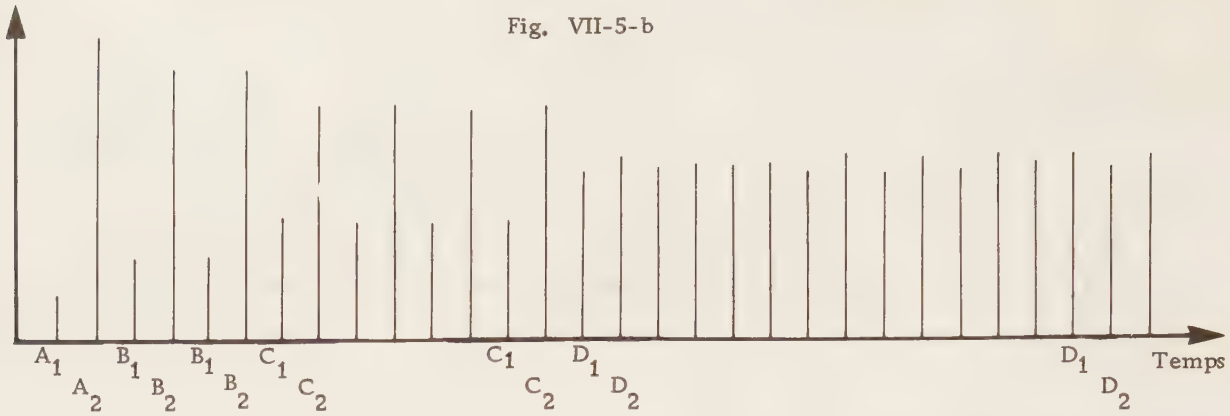


Fig. VII-5-a

Les amplitudes en fonction du temps ont donc l'allure suivante (fig. VII - 5 - b)

Fig. VII-5-b



Les amplitudes des impulsions A, B et C sont telles que les comptages correspondants ne sont sensibles qu'aux dérives d'au moins 0,5 canal. Les amplitudes des impulsions D sont choisies très voisines de sorte que les comptages D_1 et D_2 soient sensibles aux dérives dépassant 0,1 canal environ. La largeur de huit canaux, choisie empiriquement est prévue pour que l'asservissement ne «perde» pas ce pic en cas de dérive brutale ou lors des réglages.

VII - 5 - 4 Circuits analogiques

Il s'agit d'une conversion numérique analogique qui suit les huit portes précédentes, et, de divers amplificateurs.

La conversion numérique-analogique s'effectue par huit résistances stables en température (RHSPM SFERNICE stables à 10^{-5} par degré C). Nous n'entrerons pas dans le détail des amplificateurs; on pourra se reporter utilement à une communication privée à ce sujet. *

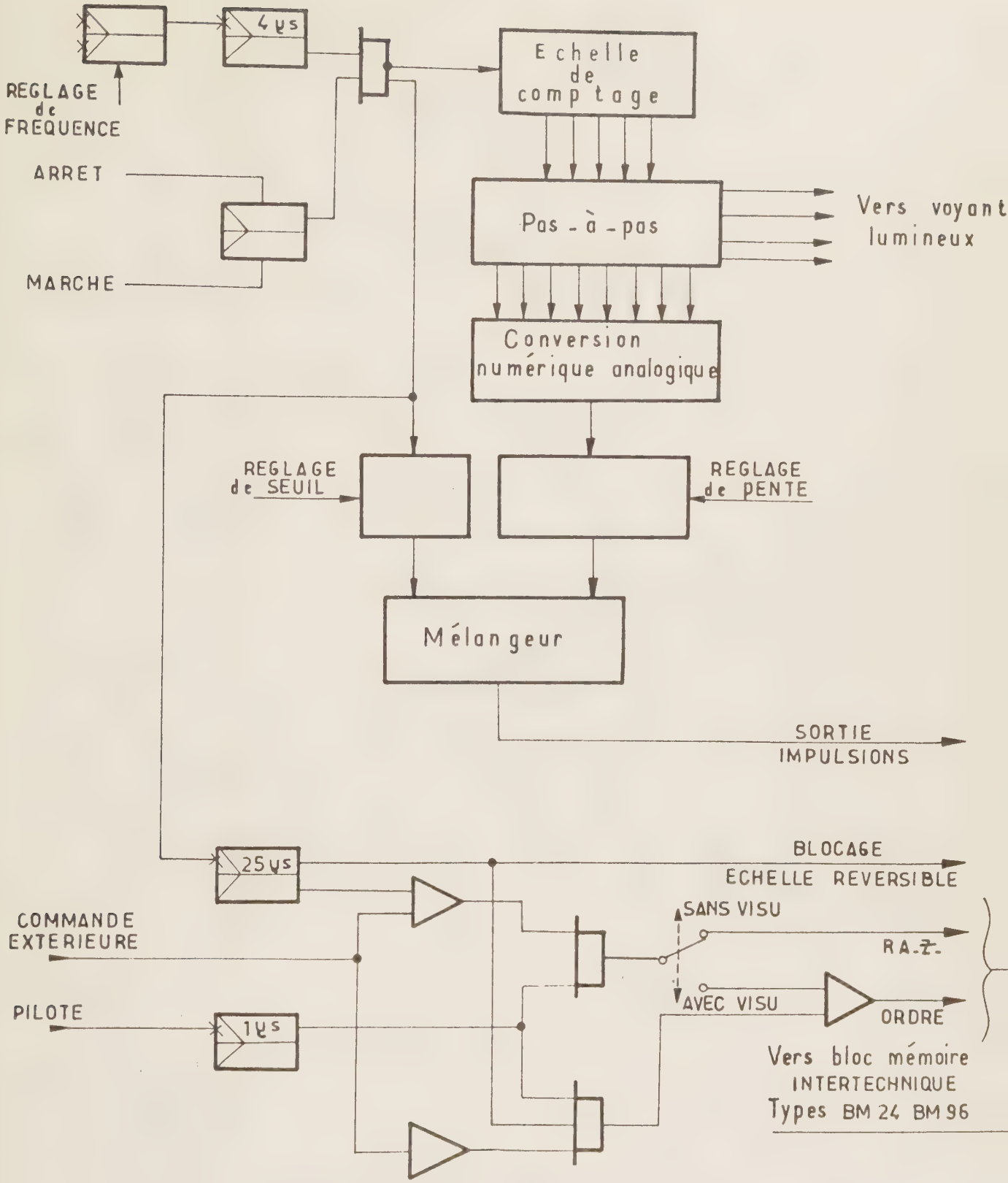
VII - 5 - 5 Circuits auxiliaires

Le schéma fonctionnel page est établi pour une connexion avec un analyseur multicanal. Le bloc mémoire du genre BM 24 à 1024 canaux ou BM 96 à 4096 canaux fonctionne sur ordre extérieur. On utilise l'ordre de transfert ou «Pilote» délivré par les codeurs d'amplitude du genre CA 12 ou CA 13 ou CA 25. Ce pilote sert d'ordre dans le cas d'une impulsion analysée provenant du détecteur et de remise à zéro si elle provient du simulateur.

Le monostable de 25 μs a une durée supérieure au temps mort du codeur d'amplitudes lors de l'analyse d'une impulsion délivrée par le simulateur, ceci pour permettre le déblocage de l'asservissement de l'origine.

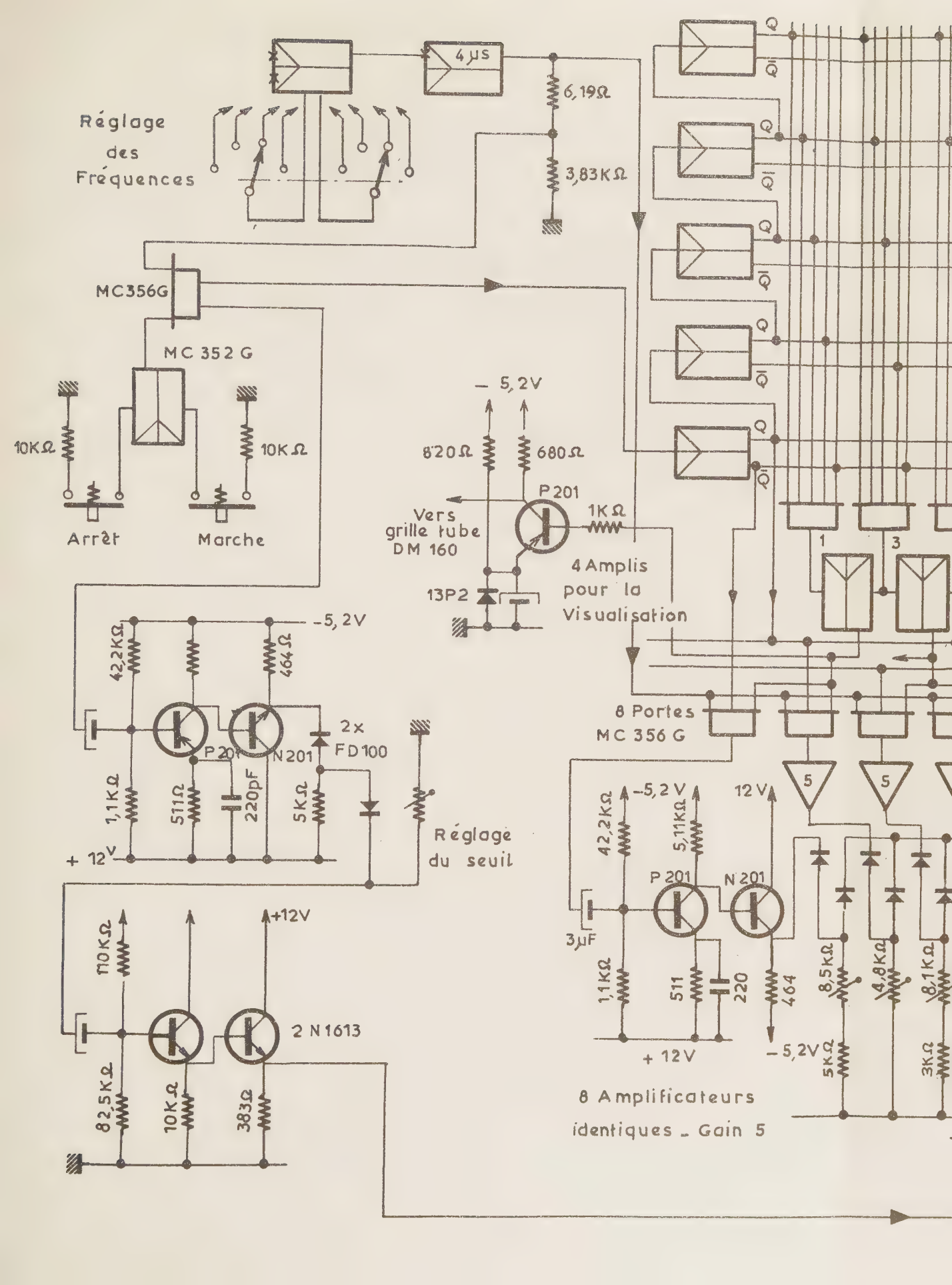
Le schéma détaillé de tous les circuits, sauf les circuits auxiliaires, se trouve page , figure VII - 5 - d.

* Rapport DEG/SIN Saclay. N° 2016/1168.



SIMULATEUR de SPECTRE
Schéma général

Fig VII-5-c


Réglage des Fréquences
4 µs
6,19Ω
3,83KΩ
MC356G
MC 352 G
10KΩ
10KΩ
Arrêt
Marche
– 5,2V
820Ω
680Ω
P201
1KΩ
Vers grille tube DM 160
13P2
4 Amplis pour la Visualisation
-5,2V
42,2KΩ
464Ω
P201
N201
2x FD100
1,1KΩ
511Ω
220pF
5KΩ
+ 12V
Réglage du seuil
+12V
110KΩ
2 N1613
82,5KΩ
10KΩ
383Ω
8 Portes MC 356 G
-5,2V
42,2KΩ
5,11KΩ
12V
P201
N201
3µF
1,1KΩ
511
220
464
+ 12V
– 5,2V
8,5KΩ
4,8KΩ
8,1KΩ
5KΩ
3KΩ
8 Amplificateurs identiques _ Gain 5

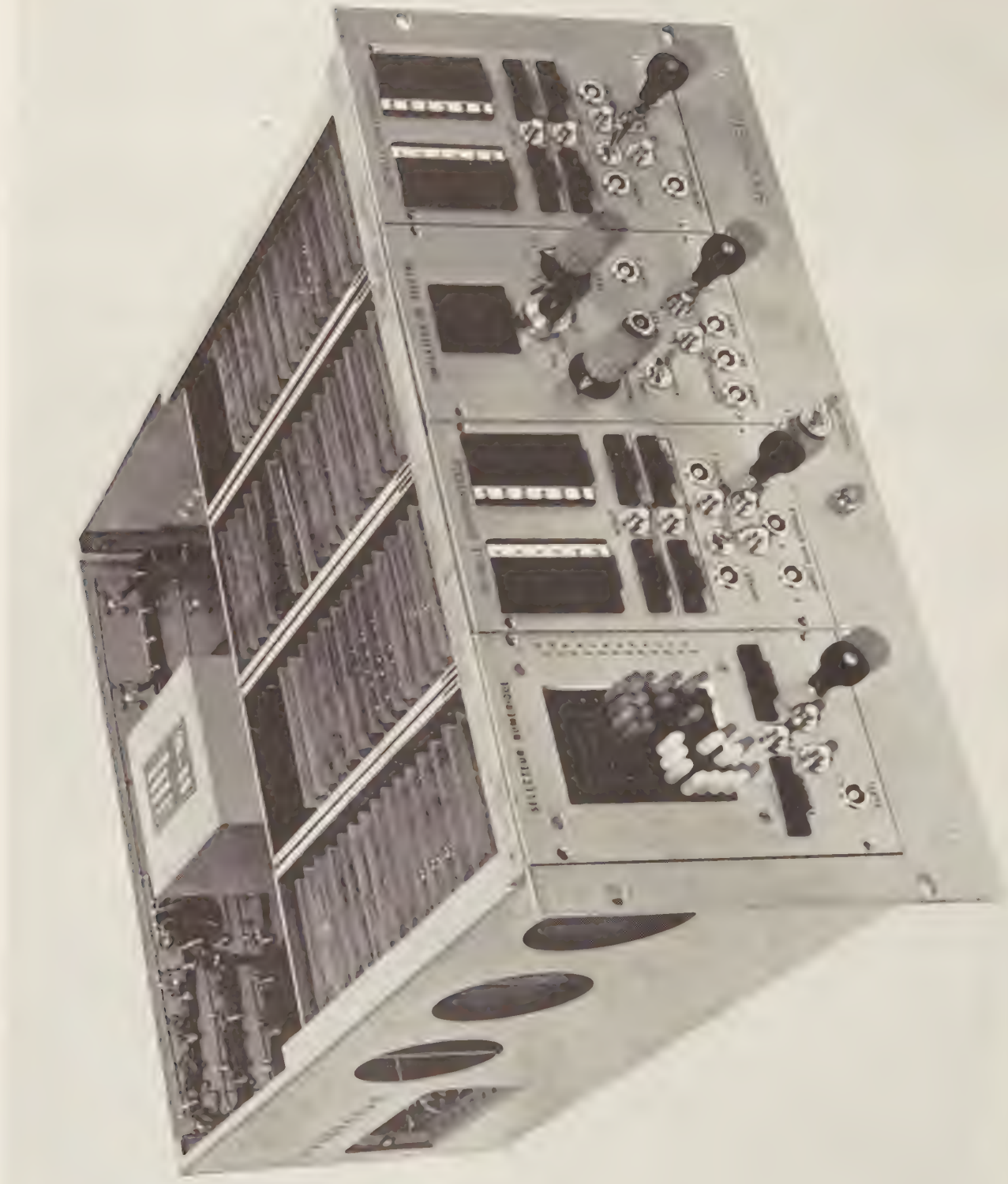
VII - 6 L'ASSERVISSEMENT DE L'ORIGINE DE L'ECHELLE DES ENERGIES

Tout comme au chapitre VII - 4, le rôle de cette boucle peut être défini comme une intégration de la différence des comptages des fenêtres découpées sur le pic de référence aux basses énergies, suivie d'une conversion numérique analogique. Les circuits sont identiques à ceux de l'asservissement du gain, avec en plus un blocage supprimé par le simulateur de spectres au moment où celui-ci délivre une impulsion.

Une tension variant entre - 0,25 volt et + 0,25 volt en 4096 échelons sous une impédance de 1 Ω environ est délivrée par ce quatrième tiroir du stabilisateur. Le passage entre la tension issue de la conversion (variant de - 2 à - 3 volts) et ce signal à faible impédance s'effectue par un amplificateur dont le schéma est identique à celui dont le gain est variable.

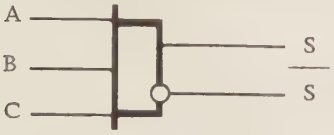
Il suffit de se reporter aux schémas du chapitre VII - 4 pour connaître immédiatement ceux relatifs à ce chapitre que nous ne développons pas davantage.

On peut trouver en page suivante la photographie du stabilisateur «SPECTROSTAB» dans l'état de prototype.



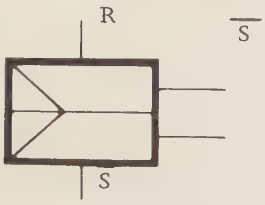
A I SYMBOLES UTILISES

Les différentes fonctions logiques utilisées sont représentées par les symboles suivants :

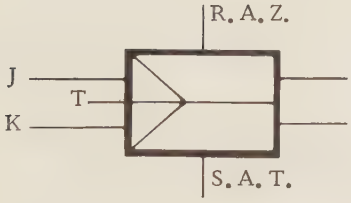


FONCTION ET $\overline{S} = A.B.C.$ $S = \overline{A.B.C.}$

FONCTION OU $\overline{S} = A_U B_U C$ $S = \overline{A_U B_U C}$



BISTABLE R - S
(attaques en continu)



BASCULE J - K
(attaques en impulsions)
T : entrée horloge

MONOSTABLE
(largeur 1μs)

MULTIVIBRATEUR
(fréquence 1 KHz)

AMPLIFICATEUR
(gain 5)

Les principaux circuits intégrés utilisés présentent les fonctions suivantes : (définies en logique négative pour les portes)

Fig. VII-7a

PORTE A TROIS ENTREES
MC 356 G

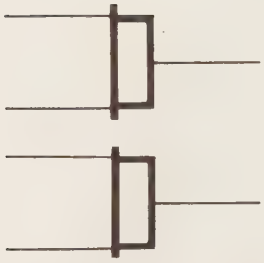


Fig. VII-7b

PORTE DOUBLE A DEUX ENTREES
MC 359 G

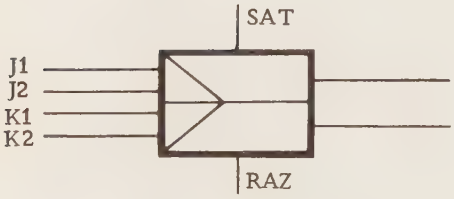


Fig. VII-7c

BASCULE MC 358 G

A - II CIRCUITS INTEGRES MOTOROLA E.C.L.

Les circuits disponibles sont les suivants :

MC 351 Porte à cinq entrées
MC 352 bistable R.S. Flip-flop
MC 353 semi additionneur
MC 354 module de polarisation (- 1,15 volt)
MC 355 expanseur (connecté au 356)
MC 356 porte à trois entrées
MC 357 porte à trois entrées
MC 358 bascule J.K. flip-flop
MC 359)
MC 360) porte double à deux entrées
MC 361)

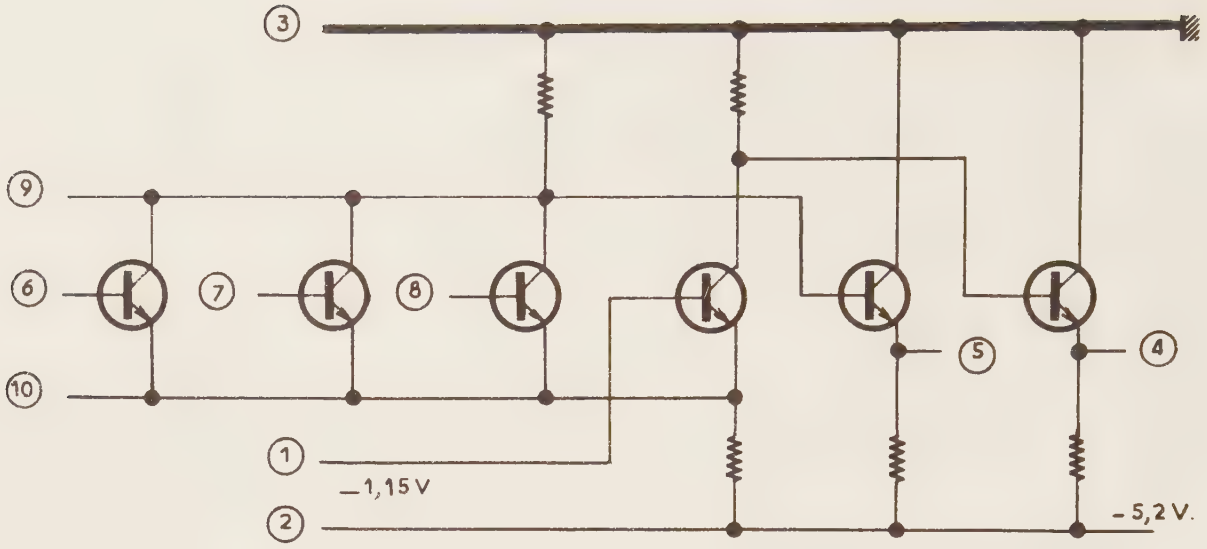
Les tensions sont les suivantes :

- Alimentation sous - 5,2 volts
- Polarisation supplémentaire - 1,15 volt
- Signaux disponibles entre - 0,75 et - 1,55 volt.

En règle générale, puisque tous les transistors des circuits intégrés sont du type NPN (au silicium), toutes les portes sont des circuits OU en logique positive.

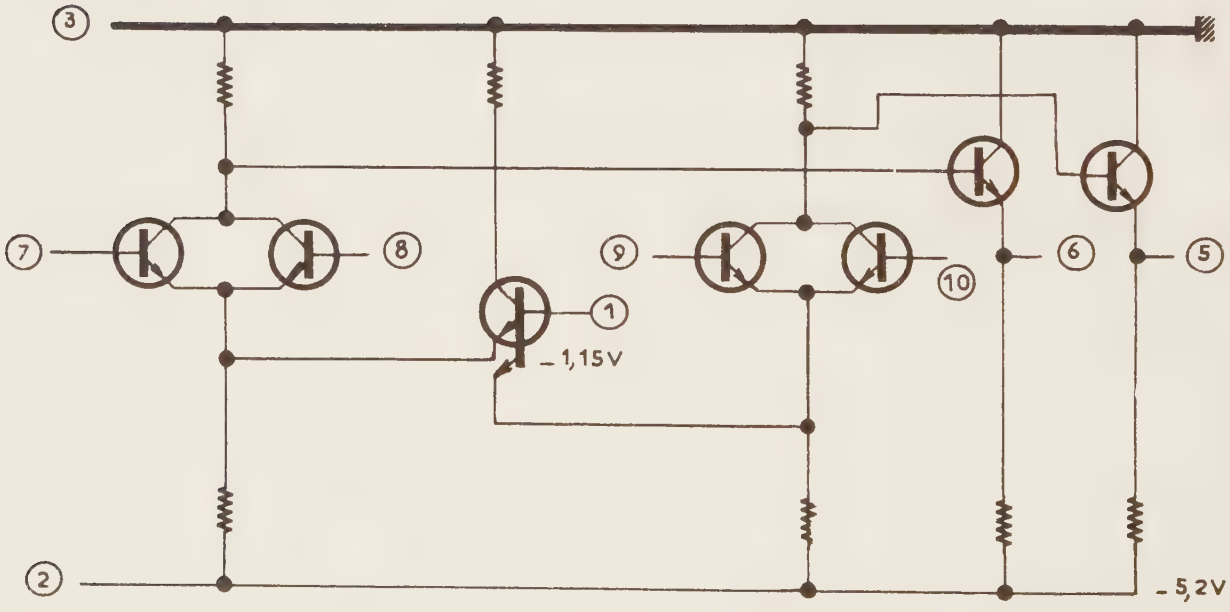
- Débit : 10 mA par circuit
- Temps de transit des signaux : 6 nanosecondes par circuit.
- Tenue en température de la série industrielle MC 350 G : entre 0 et + 75° C.

Dans les deux pages suivantes, on peut trouver quelques schémas détaillés de circuits intégrés (fig. VII - 7 - d et fig. VII - 7 - e).



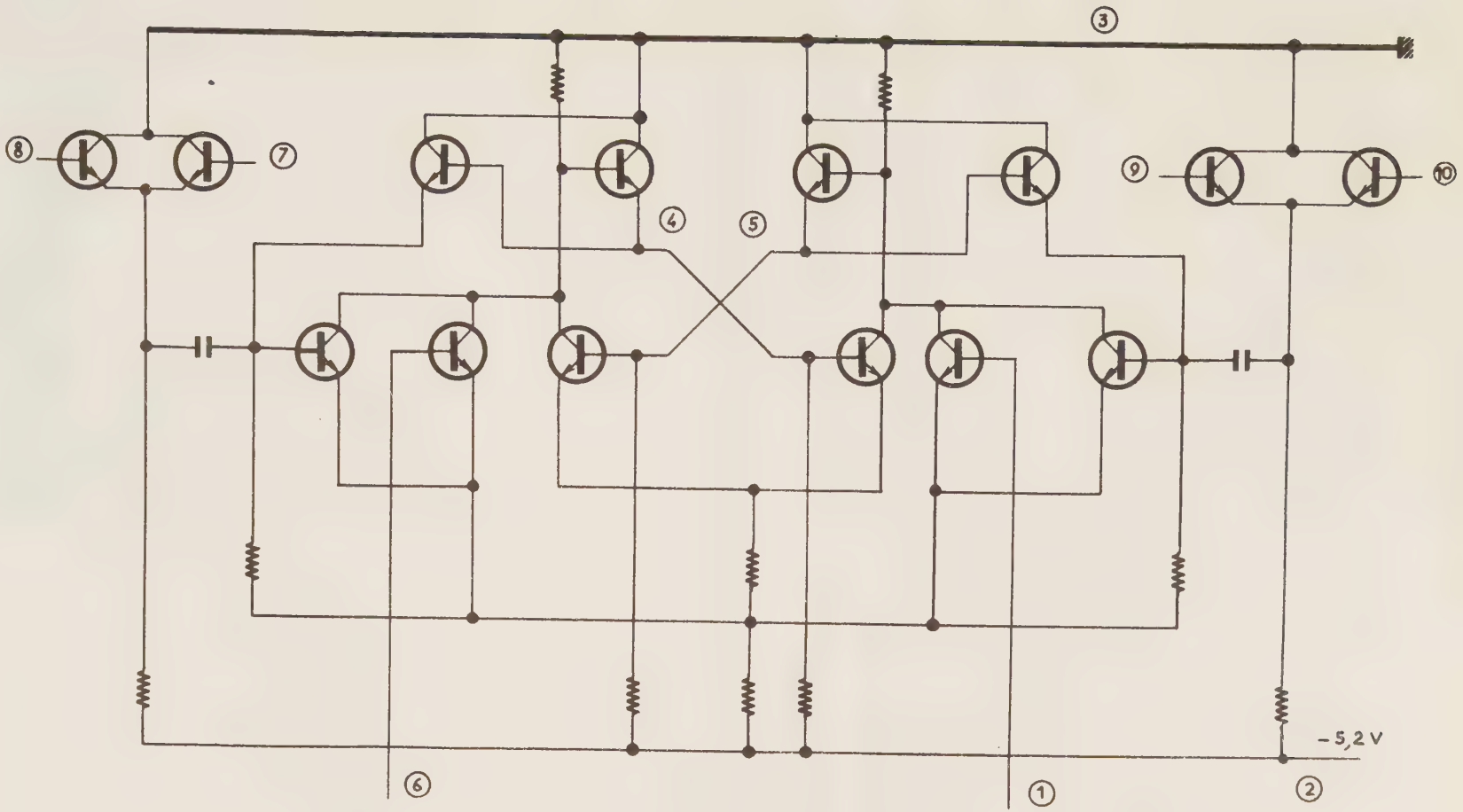
PORTE MC 356

Fig : VII - 2a



PORTE MC 359 G

Fig : VII - 7 - d



BASCULE MC 358 G

Fig : VII - 7 - e

CHAPITRE VIII

EXEMPLES DE STABILISATION AVEC LE SPECTROSTAB

VIII - 1 INTRODUCTION

Nous avons réalisé diverses expériences de stabilisation au cours desquelles les performances du SPECTROSTAB ont été testées et parmi lesquelles nous retenons principalement :

A - Essai de stabilisation avec un détecteur à scintillations, par action sur le gain de la chaîne d'analyse (référence : pic à 0,66 MeV du Cs^{137})

B - Essai de stabilisation avec un détecteur à semi conducteur, par action sur le gain de la chaîne d'analyse (référence : pic à 1,33 MeV du Co^{60})

C - Essai de stabilisation avec un détecteur à semi-conducteur, par action sur le gain et sur l'origine de la chaîne d'analyse; les pics de référence sont d'origine radioactive.

D - Essai identique au cas précédent, mais le pic de référence aux basses énergies est celui délivré par le simulateur de spectre.

Les expériences A et B mettent en évidence les pertes en résolution apportées par la stabilisation; les expériences C et D montrent les stabilités apportées aux abscisses des pics des spectres.

Les expériences A et B sont menées avec une stabilisation partielle; on choisit un pic de référence à haute énergie et le SPECTROSTAB réagit sur le gain de la chaîne d'analyse. Les photographies de ces pics de référence, enregistrés pendant les durées n'excédant pas la demi-heure, montrent les pertes en résolution apportées par la stabilisation dans le cas d'un détecteur à scintillateur et dans celui d'un détecteur à semi-conducteur. Les dérives y sont supposées très faibles; en appelant σo l'écart type du pic de référence sans stabilisation et σ celui obtenu avec stabilisation, on sait que :

$$\sigma^2 = \sigma o^2 + \frac{A}{2}$$

Cette relation suppose que le pic présente une forme sensiblement triangulaire (voir le paragraphe V - 3 - 2). On écrit alors la valeur de A :

$$A = \frac{2b - 2a - m}{2}$$

où : 2b = largeur à la base du pic
2a = distance entre les fenêtres
m = largeur d'une fenêtre

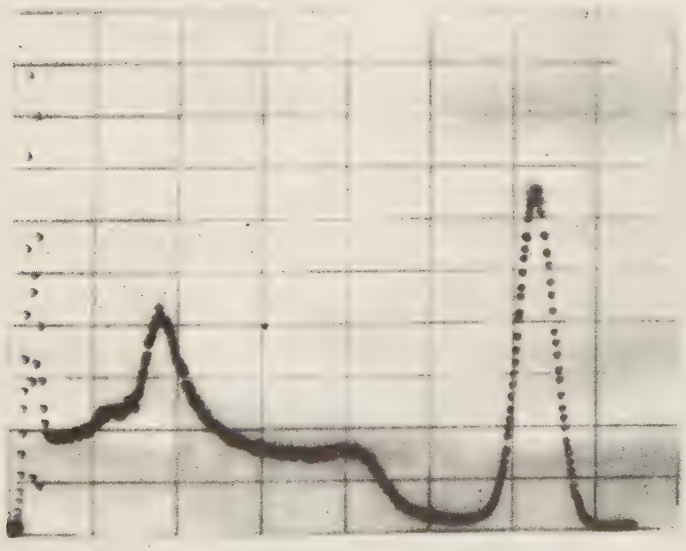
VIII - 2 - 1 Détection par scintillateur

a) Description

La chaîne d'analyse comporte les éléments suivants :

- Scintillateur NaI + Tl
- Sonde S23 INTERTECHNIQUE
- Codeur d'amplitudes CA 12 INTERTECHNIQUE
- Bloc mémoire à 4096 canaux BM 96 INTERTECHNIQUE

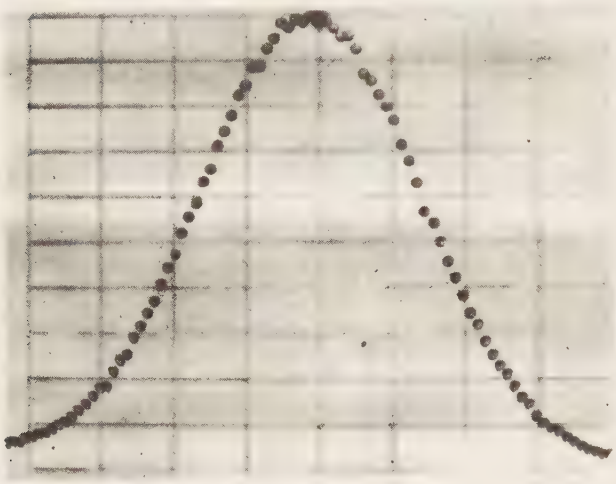
Le spectre du Cs^{137} utilisé est le suivant (résolution 5 %) (photo VII - 2 - a)



ordonnée : 10.000 coups/10 div.
abscisse : 512 canaux.

b) Paramètres de stabilisation

On utilise que la stabilisation du gain, en prenant pour pic de référence le pic photoélectrique de 0,66 MeV, placé au canal 433. Puisque nous mesurons les résolutions, voici le pic, non stabilisé (photo VIII - 2 - b).



ordonnée : 10.000 coups/10 div.
abscisses :
largeur à mi-hauteur : 35,5 canaux
résolution σo : environ 15 canaux

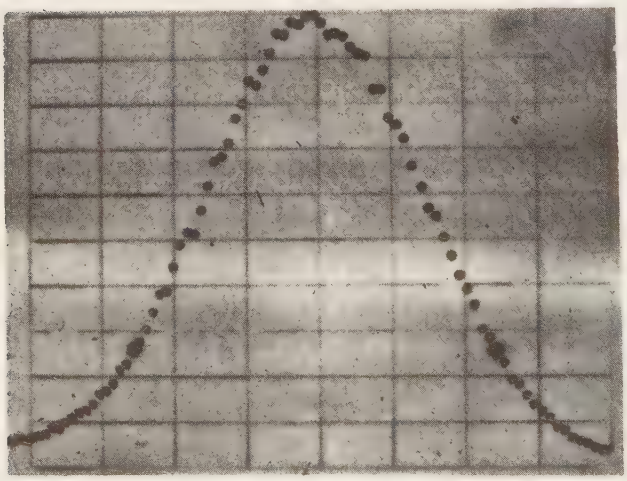
c) Stabilisation à gain faible

Les fenêtres mesurent deux canaux de large : 407 et 408 d'une part, 458 et 459 d'autre part.

D'où : $A \neq\neq \frac{72 - 50 - 2}{2} = 10.$

Pour une résolution $\sigma o \neq\neq$ 15 canaux, on obtient ici : $\sigma^2 = (15)^2 + 5 = 15,15$
soit un $\Delta\sigma$ de 0,15 canal. La largeur à mi-hauteur est de 35, 75 canal, mesuréesur la photo ci-dessous.
On a : 35,75 - 35,50 = 0,25, résultat très proche de l'estimation théorique, qui donne 0,30.

La photographie VIII - 2 - c nous montre ce pic stabilisé.



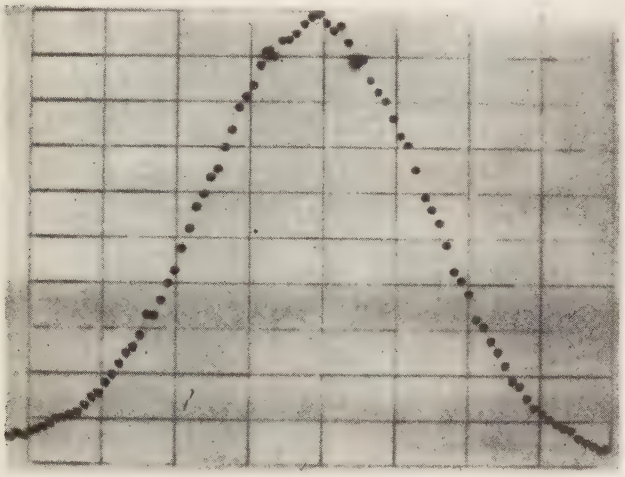
ordonnée : 5.000 cps/10 div.
abscisses :
pointssurbrillants canaux 408 et 458

d) Stabilisation à gain fort

Les fenêtres mesurent encore 2 canaux de largeur, et sont placées au canaux
426 et 427 d'une part,
439 et 440 d'autre part.

d'où : $A \neq\neq \frac{72 - 12 - 2}{2} = 29$

Avec une résolution initiale $\sigma o \neq\neq 15$ canaux, on obtient ici : $\sigma^2 = (15)^2 + 15 = (15{,}50)^2$
Soit un $\Delta\sigma$ de 0,5 canal, et une augmentation de largeur à mi-hauteur d'environ 1 canal. En réalité, on mesure sur la photo ci-dessous 36,25 canaux, soit une augmentation de 0,75 canal. (photo VIII - 2 - d).



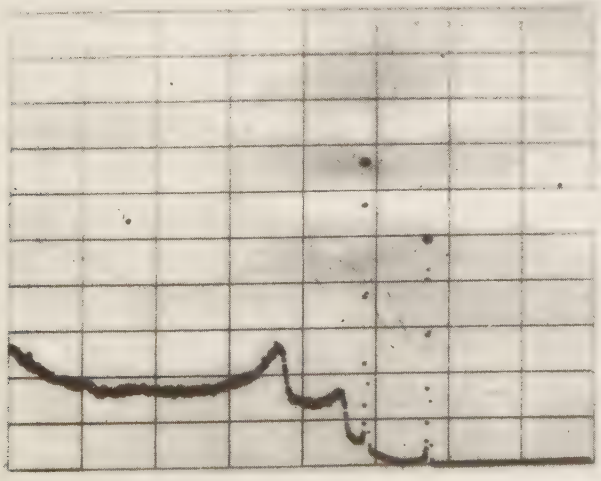
ordonnée : 5.000 cps/10 div.
abscisses :
points surbrillants canaux 427 et 439

VIII - 2 - 2 Détection par semi-conducteur

a) Description

La chaîne utilisée comprend les éléments suivants :
- jonction du Ge + Li refroidie par l'azote liquide
- préamplificateur de charges ARGONE (U.S.A.)
- amplificateur M.A.P. 10 C.R.C.
- codeur d'amplitudes C.A. 13 INTERTECHNIQUE
- bloc mémoire à 4096 canaux BM 96 INTERTECHNIQUE

La résolution de 6 KeV est due aux dimensions importantes de la jonction. La source utilisée est du Co^{60}, 10μC. La gamme d'analyse choisie est 1024 canaux. Voici un exemple du spectre enregistré (seuil sur les basses énergies) (photo VIII - 2 - c)

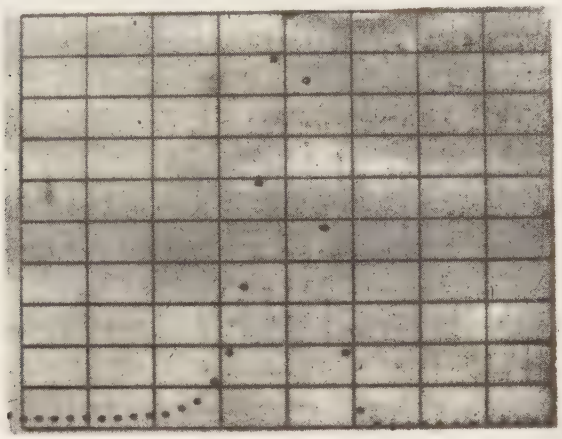


ordonnée : 1.000 cps/div.
abscisses : 1024 canaux/8 div.

b) Paramètres de la stabilisation

On utilise uniquement la stabilisation avec action sur le gain, en prenant pour pic de référence celui d'énergie 1,33 MeV placé au canal 739. Nous nous intéressons évidemment aux résolutions.

Initialement, le pic à 1,33 MeV possède une largeur à mi-hauteur de 4,30 cx, et une résolution (½ largeur à 0,6 de la hauteur) d'environ 1,8 canal. Voici la photo (VIII - 2 - f) de ce pic «dilaté» sans stabilisation.



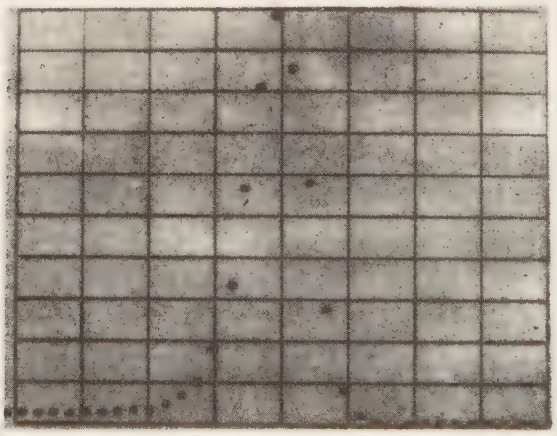
ordonnées : 5.000 cps/10 div.
abscisses : 4 canaux/div.

c) Stabilisation à grand gain de boucle

Les fenêtres sont larges et situées aux canaux 736, 737 et 738 d'une part, et 740, 741, 742 d'autre part. D'où :

$$A \neq\neq \frac{9 - 2 - 3}{2} = 2 \text{ canaux}$$

D'après la photo de l'enregistrement (VIII - 2 - g), on mesure environ 4,5 canaux à mi-hauteur et une résolution d'environ 1,9 canal.



ordonnée : 5.000 cps/10 div.
abscisses : 4 canaux/div.

Avec $\sigma o = 1,8$ canal, on doit obtenir ici :

$\sigma^2 = (1,8)^2 + 1$

$\sigma = 2,05$ canal

En réalité, on mesure 1,9 canal, c'est-à-dire qu'une dérive survenue au cours de l'enregistrement (durée environ 20 minutes) a favorisé la résolution.

d) Stabilisation à gain de boucle faible

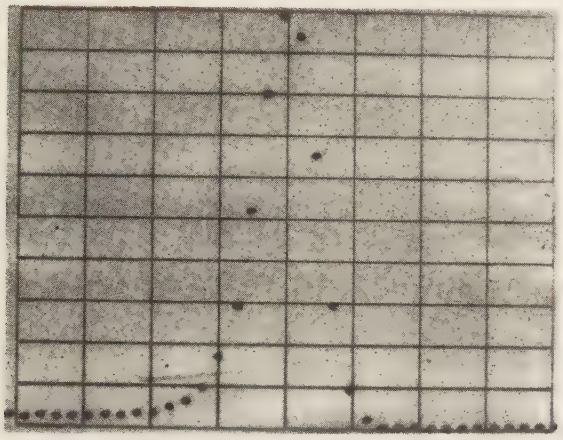
Les fenêtres sont étroites et situées aux canaux 736 et 742 respectivement;

soit : $A \neq\neq \frac{9 - 6 - 1}{2} = 1$ canal.

D'après la photo de l'enregistrement (VIII - 2 - h), on mesure environ 4,5 canaux à mi-hauteur et une résolution d'environ : 1,9 canal, la différence avec le résultat précédent étant difficilement mesurable.

D'où : $\sigma^2 = (1,8)^2 + 0,5$

$\sigma \neq\neq 1,9$ canaux



ordonnée : 500 cps/div.
abscisses : 4 canaux/div.

Les deux expériences suivantes ont été réalisées au Laboratoire de Mesures des radioéléments du C.E.N. Saclay.

La chaîne d'analyse utilisée comprenait :
- Un détecteur à semi-conducteur (Ge + Li) refroidi par de l'azote liquide
- Un préamplificateur de charges du type PQ 01
- Un amplificateur M.A.P. 10 C.R.C.
- Un codeur d'amplitudes C.A. 13 INTERTECHNIQUE
- Un bloc mémoire BM 96 INTERTECHNIQUE
- Le SPECTROSTAB
- Un châssis de commande BK 21
- Une perforatrice TALLY
- Un châssis chronomètre

Les enregistrements, d'une durée de deux heures environ, étaient perforés de façon automatique sur bandes, ce qui permettait un fonctionnement continu de jour et de nuit. Les abscisses des pics étaient calculées sur ordinateur IBM 7094 à l'aide d'un programme mis au point par Monsieur BOULANGER; le passage bandes-cartes s'effectuait sur ordinateur 360/20 IBM.

VIII - 3 - 1 Pics de référence radioactifs

Le pic de référence à basse énergie était donné, dans cette expérience, par l'Am^{241} à une énergie de 60 KeV; celui à haute énergie provenait du Co^{60} à 1,33 MeV. Nous calculions les abscisses de ces pics, ainsi que celui à 1,17 MeV du Co^{60}. Les fenêtres du stabilisateur se trouvaient, respectivement, aux canaux : (69 - 70) et (71 - 72) pour les basses énergies, (2017 à 2019) et (2020 à 2022) par les hautes énergies. Les abscisses des pics étaient : (70,50), (1776,40) et (2019,50).

Voici quelques résultats obtenus : (en canaux).

Pic de Am^{241}		Pics du Co^{60} 1,17 MeV		1,33 MeV	
abscisse	résolution	abscisse	résolution	abscisse	résolution
70,65	3,80	1776,39	4,16	2019,50	4,23
70,69	3,70	1776,35	4,09	2019,45	4,10
70,57	3,36	1776,39	3,93	2019,51	3,98
70,36	4,37	1776,33	4,26	2019,45	4,30
70,53	3,36	1776,39	.3,94	2019,54	4,01
70,57	4,11	1776,47	4,30	2019,56	4,32
70,77	4,20	1776,51	4,36	2019,56	4,34
70,65	3,90	1776,49	4,27	2019,50	4,30

On constate une stabilité excellente car les fluctuations obtenues sur les mesures des abscisses sont de l'ordre de grandeur des erreurs dues à la méthode de calcul utilisée (lissage des pics

par des exponentielles). Ces erreurs étaient respectivement : ± 0,15 cl, ± 0,02 cl, ± 0,02 cl; (elles déterminaient les zones dans lesquelles on trouve 66 % des résultats). D'autre part, signalons que le canal central des pics contenait environ 70.000 coups à la fin d'un enregistrement.

VIII - 3 - 2 Pic basse énergie simulé

Le pic aux basses énergies était cette fois délivré par le SPECTROSTAB lui-même. La source de Co^{60} fournissait le pic aux hautes énergies, comme dans le cas précédent. Les abscisses de ces pics étaient les suivantes : canaux N° : (16,5), (293) et (329,50). Les fenêtres découpées par le stabilisateur se trouvaient aux canaux (16) et (17) en basses énergies).

(328-329) et (330-331) en hautes énergies.

Chaque enregistrement durait une heure et demie, et on atteignait environ 80.000 coups dans le canal central de chaque pic.

L'appareillage utilisé était celui décrit dans l'expérience précédente, nous y ajoutions un mélangeur à la suite de l'amplificateur MAP 10, destiné à permettre l'introduction au codeur CA 13 des impulsions du simulateur et des impulsions provenant de la source radioactive.

Le calcul des abscisses a donné les résultats suivants : (en canaux)

Pic basses énergies		Pic hautes énergies Pic à 1,17 MeV		Pic à 1,33 MeV	
Abscisses	Résolution	Abscisses	Résolution	Abscisses	Résolution
16,32	0,870	293,00	0,678	329,51	0,62
16,21	0,850	292,99	0,680	329,51	0,63
16,30	0,850	292,98	0,67	329,51	0,62
16,25	0,880	292,99	0,67	329,51	0,62
16,26	0,90	293,00	0,68	329,51	0,62
16,29	0,91	293,00	0,68	329,51	0,63
16,28	0,91	293,01	0,68	329,51	0,62
16,25	0,90	293,00	0,69	329,51	0,62
16,22	0,94	293,01	0,68	329,51	0,62
16,26	0,84	293,02	0,68	329,51	0,62

Les résultats obtenus sont excellents car les fluctuations obtenues sont inférieures aux erreurs dues à la méthode de calcul des abscisses; ces erreurs étaient respectivement : ± 0,1 canal, ± 0,1 canal, ± 0,1 canal. (Zones où 66 % des résultats doivent se trouver).

Néanmoins, notons que nous travaillions sur la gamme 512 canaux où les dérives sont moins importantes en valeur absolue que sur la gamme 2048 canaux de l'expérience précédente.

CONCLUSION

Parmi tous les stabilisateurs existant aujourd'hui, le SPECTROSTAB présente de nombreux avantages découlant du principe appliqué. D'autre part, sa fiabilité prévisionnelle est excellente en raison de l'emploi des circuits intégrés dans sa réalisation.

Les contre réactions sur le gain et sur l'origine s'effectuant selon le procédé dit à action directe, sans organe électromécanique, on obtient une stabilisation excellente dont on peut régler l'efficacité en jouant sur les fenêtres découpées sur les pics de référence.

La mise en oeuvre est facile; l'adaptation aux chaînes d'analyse actuelles est possible sans modifications sur la boucle de gain. Les réglages sont réduits aux largeurs et aux positions des fenêtres, c'est-à-dire au minimum.

Néanmoins, diverses améliorations technologiques pourraient être apportées à ce stabilisateur. En particulier, le réglage des fenêtres s'effectue actuellement sur une matrice, selon le code binaire.

Un affichage direct des limites des fenêtres en décimal faciliterait la mise en route.

D'autre part, on pourrait adapter la boucle d'origine à toutes les chaînes d'analyse en modifiant l'amplificateur à gain variable du SPECTROSTAB; on pourrait le séparer du stabilisateur et, en plus des réglages classiques de gain et de constantes de temps, il possèderait un mélangeur (pour les impulsions du simulateur de spectre), et deux commandes de gain et de seuil pilotées par le stabilisateur.

Actuellement, le SPECTROSTAB fonctionne de façon permanente, et des expériences de grande stabilité (abscisses connues à $\pm$ 0,05 canal sur 2048 canaux) ont débuté en vue de l'analyse automatique d'échantillons radioactifs. Pour atteindre ces performances, on utilise deux pics de référence d'origine radioactive (60 KeV de Am^{240} et 1,33 MeV du Co^{60}).

BIBLIOGRAPHIE

I - Les chaînes d'analyse

(I - 1) B. Grimont
Les sélecteurs d'amplitude.
L'onde électrique - N° 427 - Octobre 1962
pages 822 à 827

(I - 2) V. Goursky et H. Guillon
Porte linéaire et codeur d'amplitudes rapide.
Electronique nucléaire 1963
E.N.E.A. - O.C.D.E. - 1964
Comptes-rendus du colloque d'électronique nucléaire de Paris, 25-27 novembre 1963

(I - 3) P.F. Mandredi et A. Rimini
Analysis of the causes of error and of the précisions obtainable in the operation of analog to digital conversion
C.E.S.N.E.F., Milano
volume 10 - N° 6 juin 1963

(I - 4) M. Brière
Manuel pratique d'utilisation des compteurs à scintillation
Publication C.E.A. (1961)
Département de biologie

II - Formes des pics

(II - 1) M. Duquesne et I. Tatischeff
Spectres d'impulsions à un photoélectron
(application à l'étude de l'origine du bruit de fond d'un photomultiplicateur)
Nuclear Instruments and Methods
volume N° 35 - août 1965
pages 181 à 193

(II - 2) R. Quivy
Superpositions d'impulsions en spectrométrie gamma
Nuclear Instruments and Methods
volume N° 35 - août 1965
pages 194 à 196

(II - 3) R. Marcy et J. Marguin
Statistique des photoélectrons d'un photomultiplicateur éclairé en lumière cohérente et incohérente.
Onde électrique
volume N° 462 - septembre 1965
pages 1102 à 1109

III - Interaction des photons gamma avec la matière

(III - 1) J. Martelly
Absorption des rayons gamma
Cours de génie atomique
Tome I - chapitre A - VI
Presses universitaires de France - PARIS - 1960

(III - 2) La Radiotechnique - Coprim - R.T.C.
Détecteurs semi-conducteurs
octobre 1966

(III - 3) C.E. Crouthamel
Applied gamma - ray spectrométrie
Argonne national laboratory
Pergamon Press - 1960

(III - 4) J. Cluchet
Utilisation d'un spectromètre gamma multicanaux en vue de mesures quantitatives appliquées à la radioprotection
Rapport interne non diffusé

(III - 5) J.J. Engelmann et B. Grinberg
Mesures en radioactivité
Cours de génie atomique Tome IV - Volume II - Chapitre E. IV
Presses universitaires de France - PARIS - 1960

IV - Détecteurs à scintillation

(IV - 1) R. Erling Rohde
Gain versus temperature effets in NaI (+ Tl)
photomultiplier scintillation detectors using 10 and 14 stages tubes
Nuclear Instruments and Methods
volume N° 34 - 1965
pages 109 à 115

(IV - 2) A. Lansiart, J. Leloup, J.P. Morucci
Stabilisation du gain d'un ensemble à scintillation autour de la température ambiante par le choix de la constante RC d'anode du photomultiplicateur
Rapport interne non diffusé

(IV - 3) Reid, Baker, Compton
Low counting rate errors from photomultiplier fatigue
Nucleonics - mars 1962
pages 80 à 82

(IV - 4) Canterell et Almodovar
Fatigue in photomultiplier tubes - an effect to the Malter type
Nuclear Instruments and Methods
volume 24 - N°4 - octobre 1963
pages 353 à 357

(IV - 5) H.G. Devare et P.N. Tandon
Effect of the non linear response of NaI (+ Tl) on the single crsytal summing spectra
Nuclear Instruments and Methods
volume 22 - N°2 - avril 1963
pages 253 à 255

V - Stabilisations diverses

(V - 1) Vincent G. Shaw
Feedback circuit for electromagnetic control of P.M. tube
Brevet Etats-Unis N°3, 197, 642
novembre 1961

(V - 2) P.K. Patwardhan
Spectrum stabilization with variable reactance gain control
Nuclear Instruments and Methods
volume N°31 - 1964
pages 169 à 172

(V - 3) D. Williams - G.F. Snelling - J. Pickup
A gamma spectrum stabilizer with compensation for the effects of detector temperature variation
Nuclear Instruments and Methods
volume N°39 - janvier 1966
pages 141 à 149

(V - 4) Stefan P. Swierkowski et Robert W. Lafore
A computer controlled 4096 channel semi-conductor detector system with stabilization
Note U.R.C.L. N° 16814
University of California
A.C.E. Contract N°W - 7405 - Eng 48 18 mai 1966

(V - 5) Société Baird Atomic (Hollande)
- Gamma spectrometry without instability
  Bulletin N°7
- Spectroscanner
  Catalogue général

(V - 6) J. Fourcy
Stabilisateur de spectres
Rapport interne non diffusé

(V - 7) S. Haun
Méthode universelle de stabilisation des dispositifs de spectrométrie à scintillation
Thèse allemande Rundbericht N° 35
Institut de physique de l'académie de Marburg
(Traduction C.E.A. N° A1037 de décembre 1961)

(V - 8) J.L. Black and E. Valentine
An automatic gain stabilizer for scintillation counters
Nuclear Instruments and Methods
volume N° 31 - 1964
pages 325 à 328

(V - 9) S.K. Sotnikov - B.V. Efimov - A.P. Tsitovich
Method of stabilizing of stabilizing the amplifying system of a scintillation counter
Instruments and experimental techniques
volume N° 1 - février 1965

(V - 10) W. Kuckuck
Monotoring of silicon detector systems with pulsed Ga . As
I.E.E.E. Transactions on Nuclear Science
volume NS 12 - N° 1 - février 1965
pages 356 à 360

(V - 11) H. de Waard
Stabilizing scintillation spectrometer with counting rate difference feedback
Nucleonics - volume 13 - N° 7 - juillet 1955
page 37

VI - Etude des asservissements

(VI - 1) Gille, Decaulne, Pellegrin
Théorie et calcul des asservissements
Editions Dunod - PARIS

(VI - 2) J. Ragazzini et G.F. Franklin
Les systèmes asservis échantillonnés
Editions Dunod - PARIS

(VI - 3) R. Legros
La transformation en Z et les équations aux différences
L'Onde électrique
volume N° 455 - février 1965
pages 228 à 233

(VII - 1) J.A. Ladd et J.M. Kennedy
A digital spectrum stabilizer for pulse analyzing system
Rapport A.E.C.L. N° 1417
Décembre 1961

(VII - 2) R.A. Dudley et R. Scarpatetti
Stabilization of a gamma scintillation spectrometer against zero and gain drifts
Nuclear Instruments and Methods
volume 25 - N° 2 - (1964)
pages 297 à 313

(VII - 3) A. Blaquière
Théorie de la réaction de fission en chaîne
Chapitre IX - Le bruit neutronique des réacteurs nucléaires
Bibliothèque des sciences et techniques nucléaires
Presses universitaires de France 1963

(VII - 4) R.A. Dudley
Statistically efficient use of reference pulses in spectrometer stabilisation
N.I.M. volume 46 - janvier 1967
pages 116 à 120

(VII - 5) Service de contrôle des radiations et de genie radioactif de Saclay (S.C.R.G.R.)
Application des méthodes statistiques aux problèmes de la mesure de la radioactivité d'un corps
Rapport interne non diffusé

Manuscrit reçu le 3-7-1967

SOMMAIRE

	Pages
I - INTRODUCTION	1
II - LA SPECTROMETRIE GAMMA	3
II - 1 La chaîne d'analyse	3
II - 2 L'exploitation des spectres	7
II - 3 Les dérives	10
II - 4 La linéarité	12
III - LA STABILISATION DES SPECTRES	13
III - 1 Généralités	13
III - 2 Stabilisateurs analogiques	15
III - 3 Stabilisateurs numériques	17
III - 4 Les pics de référence	19
IV - ETUDE THEORIQUE DE LA STABILISATION DES SPECTRES	23
IV - 1 Etablissement des fonctions de transfert	24
IV - 2 Réponse des stabilisateurs aux dérives	29
IV - 3 Conclusion	32
V - RESOLUTION DES PICS STABILISES	33
V - 1 Introduction	33
V - 2 Equations générales	34
V - 3 Le stabilisateur à action directe	36
V - 4 Le stabilisateur à échantillonnage	37
V - 5 Le stabilisateur à seuil	39
V - 6 Conclusion	42
VI - ETUDE EXPERIMENTALE DES STABILISATEURS DE SPECTRES	43
VI - 1 Introduction	43
VI - 2 Description des appareils	44
VI - 3 Erreurs de mesures	48
VI - 4 Résultats	49
VI - 5 Conclusion	55
VII - REALISATION DU STABILISATEUR DE SPECTRES «SPECTROSTAB»	56
VII - 1 Généralités	56
VII - 2 Description	57
VII - 3 Le sélecteur de canaux numériques	60
VII - 4 L'asservissement du gain	64
VII - 5 Le simulateur de spectre	67
VII - 6 L'asservissement de l'origine	69
VII - 7 Conclusion	71

Pages

VIII - EXEMPLES D'UTILISATION DU «SPECTROSTAB» 76
VIII - 1 Introduction 76
VIII - 2 Stabilisation partielle 77
VIII - 3 Stabilisation complète 82

IX - CONCLUSION 84

DEUXIÈME THÈSE

Propositions données par la Faculté

" Chambres à étincelles à fils. "

Vu et approuvé :

Paris, le 20 Juin 1967

Le Doyen de la Faculté des Sciences,

Marc ZAMANSKY

Vu
et Permis d'Imprimer :
Le Recteur de l'Académie
de Paris,
Jean ROCHE

Sonovision - Imprimerie
104, rue Castagnary - Paris-XV^{e}
Dépôt légal n^{o} 173 - 1967